

TI-PMLK

Power-Management-Laborkit
Buck-Experimentierbuch



GERU002B
PMLKBuckEVM REV B



Name

Name der Universität/des Unternehmens

Adresse

Telefon

E-Mail

Viele Menschen haben mit mir bei der Realisierung des TI-PMLK-Projekts zu verschiedenen Zeiten, auf verschiedenen Ebenen und auf unterschiedliche Weise zusammengearbeitet. Mein besonderer Dank gilt dem University Program Team von Texas Instruments und dem Leistungselektronik-Laborteam der Universität Salerno.

Nicola Femia

Vorwort

Felix, qui potuit rerum cognoscere causas...
(Glücklich, wem es gelang, den Grund der Dinge zu erkennen ...)
Publius Vergilius Maro, 70 v. Chr. (Mantua) bis 19 v. Chr. (Brindisi)

Entwicklung ist eine spannende und faszinierende Kunst. *Lernbereitschaft* und die geeigneten *Hilfsmittel zum Lernen* sind die beiden Grundvoraussetzungen, um die Fähigkeit zu entwickeln, den Sachverhalt der Probleme zu verstehen, die entsprechenden Techniken und Methoden zu deren Lösung auszuwählen, sinnvolle Entwicklungsentscheidungen zu treffen und die Lösungen auf intelligente Weise zu beurteilen.

Der Hauptzweck der TI-PMLK-Reihe von Experimentierbüchern besteht darin, den Forschungsgeist von Studenten und berufstätigen Ingenieuren anzuregen, die sich mit der Entwicklung von Stromversorgungsplatinen befassen. Die Experimente decken die grundlegenden Themen und Probleme bei der Entwicklung von energieeffizienten nicht isolierten DC/DC-Stromversorgungen ab, wie z. B. Netzteiltopologien und -eigenschaften, Betriebsmodi, Wirkungsgrad, Regelung, Stabilität, Genauigkeit, Einschwingverhalten, Rauschen, Magnetik und vieles mehr. Die Experimente können mithilfe der Stromversorgungsplatinen des TI-PMLK-Pakets durchgeführt werden, das Low-Dropout-Linearregler sowie Abwärts-, Aufwärts- und Abwärts-/Aufwärtschaltregler umfasst. Die Experimentierbücher sollen keine erschöpfende Übersicht über die Fragen und Probleme bei der Entwicklung oder definitive Entwicklungshinweise geben. Sie sind vielmehr dazu vorgesehen, dem Leser eine facettenreiche aktive Lernerfahrung zu vermitteln.

Alle Experimente basieren auf einer logischen Abfolge von Schritten. Sie beginnen mit dem Abschnitt *Fallstudie*, in dem die spezifischen Eigenschaften oder Funktionen der im Experiment verwendeten Stromversorgungsplatine beschrieben sowie das Ziel und die Art der durchzuführenden Messung veranschaulicht werden. Der Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* enthält eine kurze Zusammenfassung der Konzepte, Modelle und Gleichungen, um die Interpretation und das Verständnis der nachfolgenden experimentellen Beobachtungen zu unterstützen. Der Abschnitt *Messaufbau* enthält Anweisungen zum Anschließen der Messinstrumente, die für die Experimente mit der zu prüfenden Platine benötigt werden. Zur Vermeidung der Hauptfehler werden entsprechende Warnhinweise gegeben. Jede Prüfung enthält einen Abschnitt *Antworten*, in dem der Benutzer verschiedene Fragen beantworten und das Verhalten der geprüften Platine hinsichtlich des jeweils untersuchten Leistungsmerkmals auf Grundlage der beobachteten Messergebnisse und der Anwendung der in den verschiedenen Abschnitten des Experiments beschriebenen Konzepte und Eigenschaften erläutern muss. Der Abschnitt *Erörterung* enthält erläuternde Anmerkungen, damit die konzeptionellen und praktischen Zusammenhänge zwischen den Systemeigenschaften und der Betriebsleistung besser verstanden werden. Im letzten Abschnitt, *Experimentelle Oszilloskopkurven*, werden die Ergebnisse einiger Beispielmessungen dargestellt und erörtert.

Vorwort (Fortsetzung)

Die Experimente decken eine Vielzahl von stationären, transienten und dynamischen Prüfungen ab. Die meisten Prüfungen basieren auf zeitbezogenen Messungen. Bei manchen Prüfungen liegt jedoch der Schwerpunkt auf der Untersuchung von dynamischen Eigenschaften, die durch Frequenzgangfunktionen wie dem Versorgungsspannungsdurchgriff beschrieben werden. So erlebt der Benutzer die Probleme bei Stromversorgungslösungen und erlangt ein besseres Verständnis. Für die meisten Experimente wird lediglich eine grundlegende Laborausstattung benötigt, z. B. ein Netzgerät, einige Multimeter, ein Oszilloskop und eine Last. Manche Prüfungen erfordern allerdings ausgefeiltere Messeinrichtungen, wie beispielsweise eine dynamische Quelle, eine dynamische Last und einen Vektor-Netzwerkanalysator, damit genaue Messungen vorgenommen werden können.

Die Platinen wurden speziell dafür entwickelt, dass der Einfluss der physikalischen Parameter und der Betriebsbedingungen eines Netzteils auf dessen Leistung untersucht werden kann. Es können verschiedene Kombinationen von Leistungs- und Steuerungskomponenten ausgewählt werden. Die meisten davon liefern Betriebsbedingungen, die den allgemein anerkannten technischen Standards entsprechen. Einige können aber zu Betriebsbedingungen wie Instabilität führen, die in der Regel in industriellen Anwendungen nicht erwünscht sind. Dadurch erlangt der Leser ein fundiertes Verständnis realer Phänomene dieser Art.

Für jedes Experiment werden Kombinationen von Leistungs- und Steuerungskomponenten vorgeschlagen. Bei einigen Experimenten wird der Benutzer aufgefordert, Kombinationen zu ermitteln, die zu einem bestimmten Betriebszustand oder -ver-

halten führen. Der Benutzer kann mithilfe der Jumper und Anschlüsse eine Vielzahl von Zuständen erzeugen. Das Buch enthält Empfehlungen und Warnhinweise zur Sicherstellung des sicheren Platinenbetriebs und zur Durchführung effektiver Messungen. Außerdem wird nachdrücklich empfohlen, die Herstellerdatenblätter aller auf den Platinen montierten Bauteile zu lesen, insbesondere die der Steuerchips, um die Kenntnisse hinsichtlich der verschiedenen Bausteine zu vertiefen.

Eine gute Kenntnis der auf den Platinen implementierten Stromversorgungslösungen, unterstützt durch heuristische Beobachtungen sowie die in diesem Buch erläuterten Modelle und Verfahren, hilft bei der Unterscheidung, was möglich ist und was nicht.

Die Detailgenauigkeit und die Vollständigkeit der im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* behandelten Modelle unterscheiden sich von Experiment zu Experiment. Manche Modelle enthalten bestimmte spezifische Eigenschaften, andere hingegen sind vereinfacht oder stellen eine Näherung dar. Das Erreichen einer Vertrautheit mit den Modellen ist ein elementarer Lernschritt: Ein versierter Netzteilentwickler muss in der Lage sein, die Wichtigkeit der Modellierung bestimmter Eigenschaften sowohl auf Baustein- als auch auf Systemebene einzuschätzen, um beurteilen zu können, ob die Modelle wirklich sinnvolle und maßgebliche Informationen in Bezug auf die Anforderungen der Anwendung liefern. Die wesentlichen Formeln und Ausdrücke für die grundlegende Analyse des zu untersuchenden Phänomens werden meistens ohne schrittweise theoretische Ableitungen vorgestellt, da dies den Rahmen dieses Buches sprengen würde.

Vorwort (Fortsetzung)

Die Parameter der Halbleiter und passiven Leistungskomponenten auf den Platinen sind im Buch enthalten, damit die Analyseformeln und Gleichungen angewendet werden können. Alle Parameter der Leistungskomponenten unterliegen aufgrund von Toleranzen, Alterung und Einflussfaktoren wie Temperatur, Strom, Spannung und Frequenz gewissen Unsicherheiten. Die in diesem Buch genannten Werte wurden den Herstellerdatenblättern entnommen und gelten für bestimmte Referenzbedingungen. Die Leistungs- und Steuerungskomponenten sowie die Teilschaltungen der integrierten Schaltkreise zur Stromversorgungssteuerung, welche die Betriebsmodi und Leistung bestimmen, werden ebenfalls durch Temperatur, Strom, Spannung und Frequenz beeinflusst. Daher können die mit den Formeln und Gleichungen in diesem Buch berechneten Werte, die auf Parametern von Leistungs- und Steuerungsbausteinen basieren, mehr oder weniger von den Ergebnissen der experimentellen Messungen abweichen.

Es wird dringend empfohlen, die in diesem Buch genannten Referenzen zu lesen, die Eigenschaften und das Verhalten der integrierten Schaltungen und Leistungskomponenten auf den Platinen zu analysieren sowie zu prüfen, ob mit anderen Parameterwerten der Komponenten eine bessere Übereinstimmung zwischen den Ergebnissen der Formeln und den Ergebnissen der experimentellen Messungen erzielt werden kann. Die Untersuchung der realen Bauteileigenschaften und deren Einflusses auf die



Gesamtleistung einer Stromversorgung ist ein wesentlicher Tätigkeitsbereich eines Entwicklers.

Das eigentliche Ziel dieses Buches besteht darin, den Leser durch eine aktive Erfahrung zu begleiten, die aus Beobachtungen, Anwendung von Physik und Mathematik, Untersuchung der Realität und Schlussfolgerungen auf Systemebene besteht: für ein vertieftes technisches Verständnis. Der Autor hofft, dass der Leser an diesem Buch Gefallen findet und Freude daran hat, als Entwicklungsingenieur tätig zu sein, als kreativer und eigenständiger Denker, der in der Lage ist, sich Wissen anzueignen und es weiterzuentwickeln, um immer neue Entwicklungsherausforderungen zu meistern.

Gewusst warum, gewusst wie!

Nicola Femia

Nicola Femia ist Professor an der Universität Salerno in Italien und lehrt dort Leistungselektronik und energetische Intelligenz in den Masterstudiengängen Elektrotechnik und Computertechnik. Er leitet das Labor für Leistungselektronik und erneuerbare Energiequellen. Professor Femia förderte und leitete in den letzten 25 Jahren weltweit im Hochschul- und Industriebereich zahlreiche Forschungsaktivitäten und Bildungsprogramme auf den Gebieten Leistungselektronik, Photovoltaikanlagen und Stromversorgungsdesign. Er war Gastprofessor am Electrical Engineering Department der Stanford-Universität in Stanford, Kalifornien, und lehrte dort Power Electronics Control und Energy Aware Design.

E-Mail: femia@unisa.it

Website: www.unisa.it/docenti/nicolafemia/index

Inhalt

Vorwort	7
Für die Experimente benötigte Messeinrichtungen.	13
Beschreibung des TI-PMLK BUCK LM3475	
• Schaltplan	16
• Materialliste	17
• Platine	18
• Anschlüsse, Jumper und Testpins	19
Beschreibung des TI-PMLK BUCK TPS54160	
• Schaltplan	20
• Materialliste	21
• Platine	22
• Anschlüsse, Jumper und Testpins	23
Hinweise, Warnungen und Empfehlungen	24
Experiment 1	
<i>Auswirkungen der Betriebsbedingungen auf den Wirkungsgrad.</i>	25
Experiment 2	
<i>Auswirkungen von passiven Bauteilen und Schaltfrequenz auf die Strom- und Spannungswelligkeit</i>	37

Experiment 3	
<i>Auswirkungen von Übergangsfrequenz und passiven Bauteilen auf das Einschwingverhalten unter Last</i>	49
Experiment 4	
<i>Auswirkungen der Induktorsättigung auf die Strom- und Spannungswelligkeit</i>	61
Experiment 5	
<i>Auswirkungen der Induktoreigenschaften auf den Strombegrenzungsbetrieb</i>	73
Experiment 6	
<i>Immunsierungsfähigkeiten der Hystereseregulierung gegen Schaltfrequenz, Welligkeit, Offsetspannung und Spannungsschwankungen</i>	85
Anhang A	
<i>Referenzen</i>	97
Anhang B	
<i>Hersteller-Websites</i>	98



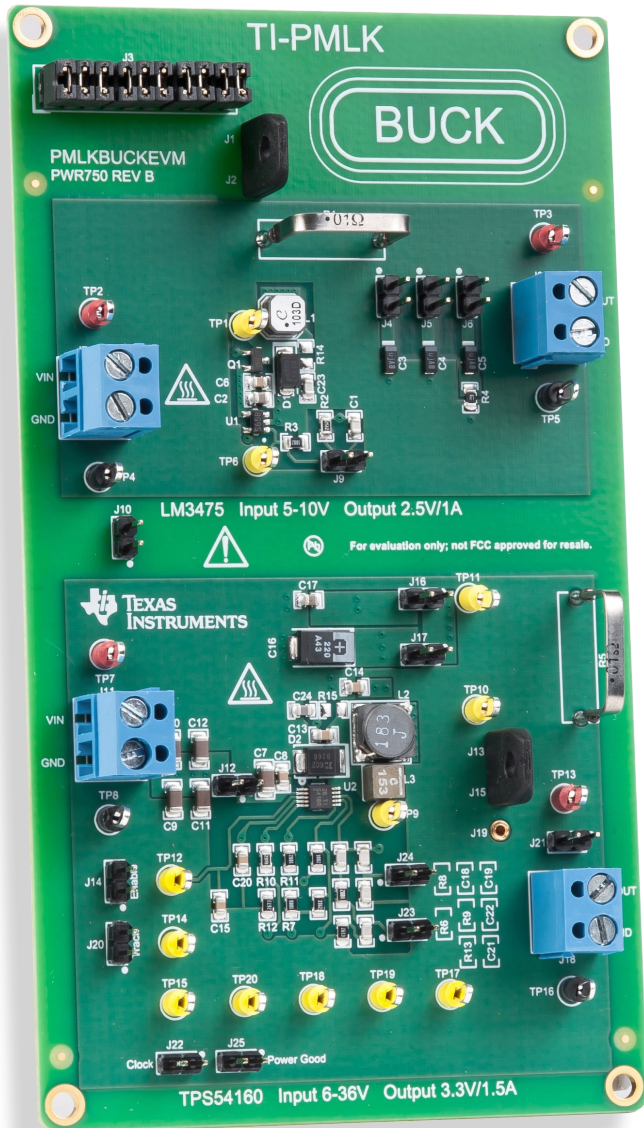
Für die Experimente benötigte Messeinrichtungen

Für die Durchführung der Experimente in diesem Buch werden die folgenden Messeinrichtungen empfohlen:

- Gleichspannungsnetzgerät (0–50 V/4 A) mit dynamischem Spannungsmodus
- Elektronische Gleichspannungslast (20 V/10 A) mit dynamischem Strommodus
- 4 digitale Multimeter mit einer Auflösung von 4½ Stellen
- Digitales 4-Kanal-Oszilloskop (250 MHz) + 2 Stromastköpfe 20 A/50 MHz

Für die Diagrammbeispiele in diesem Buch wurden folgende Messeinrichtungen verwendet:

- Labornetzgerät TTI EX354RT mit 0–70 V/4 A wurde in den Experimenten verwendet, in denen die zu prüfende Platine von einer konstanten Gleichspannungsquelle versorgt werden musste
- SMU-Messgerät Keithley 2420 SourceMeter mit 63 V/3,15 A wurde in den Experimenten verwendet, in denen die zu prüfende Platine von einer dynamischen Gleichspannungsquelle versorgt werden musste
- Elektronische Last Sorensen SLM-4 (Haupteinheit) + elektronische Lastmodule der SLM-Serie mit 60 V/60 A
- Digitales 4-Kanal-Oszilloskop LeCroy WaveRunner 44Xi (400 MHz) mit 2 Stromastköpfen Tektronix TCP 305 (50 A) und Verstärker Tektronix TCP A300



TI-PMLK-Buck

Die TI-PMLK-BUCK-Platine ist eine experimentelle Stromversorgungsplatine, die auf zwei integrierten Abwärtsschaltreglern mit dem hysteretischen PFET-Abwärtsregler LM3475 und dem DC/DC-Abwärtswandler TPS54160 mit Eco-Mode basiert.



TI-PMLK LM3475 – Schaltplan

Der Abwärtsregler TI-PMLK LM3475 akzeptiert Eingangsspannungen von 5 bis 10 V und liefert eine geregelte Ausgangsspannung von 2.5 V bei einem maximalen Laststrom von 1 A.

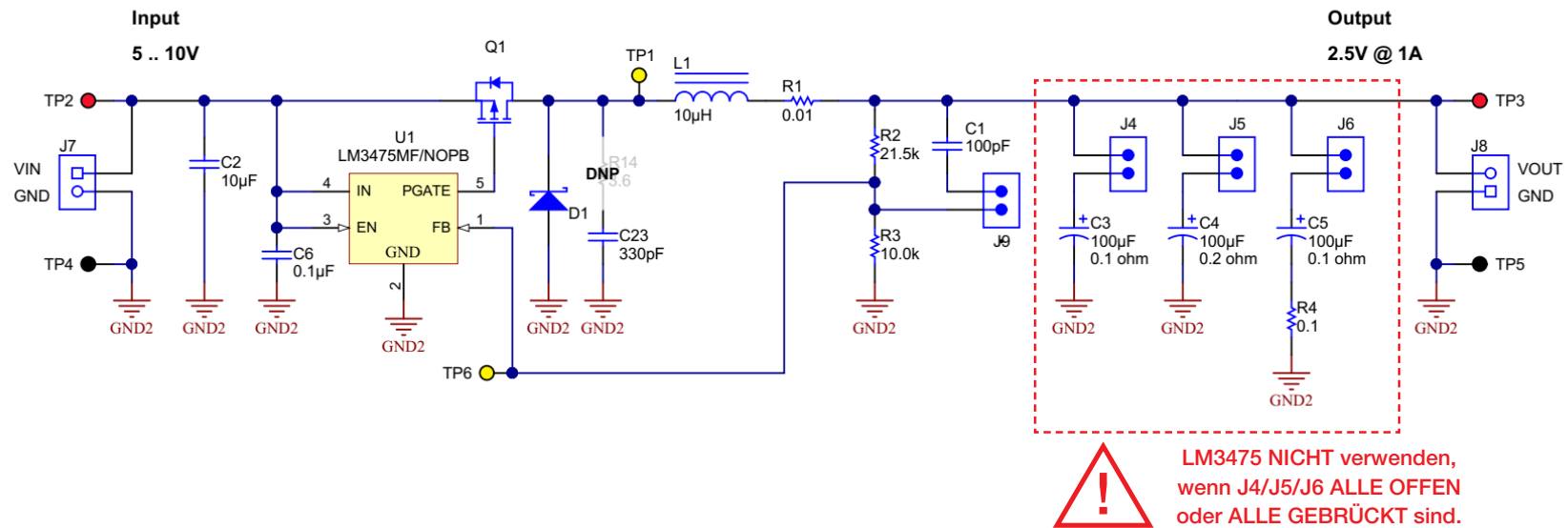


Abbildung 1. Schaltplan des Abwärtsreglers TI-PMLK LM3475



TI-PMLK LM3475 – Materialliste

Bezeichnung	Beschreibung	Hersteller	Teilenummer
C1	100-pF-Kondensator, 50 V, C0G/NP0, 5 %, SMD 0805	Samsung EM	CL21C101JBANNNC
C2	10- μ F-Kondensator, 16 V, X5R, 10 %, SMD 0805	Taiyo Yuden	EMK212BJ106KG-T
C3, C5	100- μ F-Tantal-Kondensator, 6 V, 20 %, 0.1 Ω , SMD	Kemet	T527I107M006ATE100
C4	100- μ F-Tantal-Kondensator, 4 V, 20 %, 0.2 Ω , SMD	Kemet	T527I107M004ATE200
C6	0.1- μ F-Kondensator, 50 V, X7R, 10 %, SMD 0805	Yageo America	CC0805KRX7R9BB104
C23	330-pF-Kondensator, 50V, C0G/NP0, 5%, SMD 0805	Murata	GRM2165C1H331JA01D
D1	Schottky-Diode, 20 V, 2 A, SMD SMA	Diodes Inc.	B220A-13-F
L1	10- μ H-Induktor, geschirmter Trommelkern, Ferrit, 1.4 A, 0.13 Ω , SMD	Coilcraft	LPS5030-103MLB
Q1	P-Kanal-MOSFET, 30 V, 4.6 A, SMD SOT-23	Vishay-Siliconix	SI2343CDS-T1-GE3
R1	Widerstand mit 0.01 Ω , 1 %, 3 W	TT Electronics/IRC	OAR3R010FLF
R2	Widerstand mit 21.5 k Ω , 1 %, 0.125 W, SMD 0805	Vishay-Dale	CRCW080521K5FKEA
R3	Widerstand mit 10 k Ω , 1 %, 0.125 W, SMD 0805	Panasonic	ERJ-6ENF1002V
R4	Widerstand mit 0.1 Ω , 1 %, 0.25 W, SMD 0805	Bourns	CRM0805-FX-R100ELF
U1	Hysteretischer PFET-Abwärtsregler LM3475MN, SMD SOT-23 (5-polig)	Texas Instruments	LM3475MF/NOPB

(Anhand der Teilenummern der Bauteile kann auf den im Anhang aufgelisteten Hersteller-Websites nach näheren Informationen zu den Parametern und Daten gesucht werden, die in den Formeln für die Berechnungen in jedem Experiment verwendet werden.)



TI-PMLK LM3475 - Platine

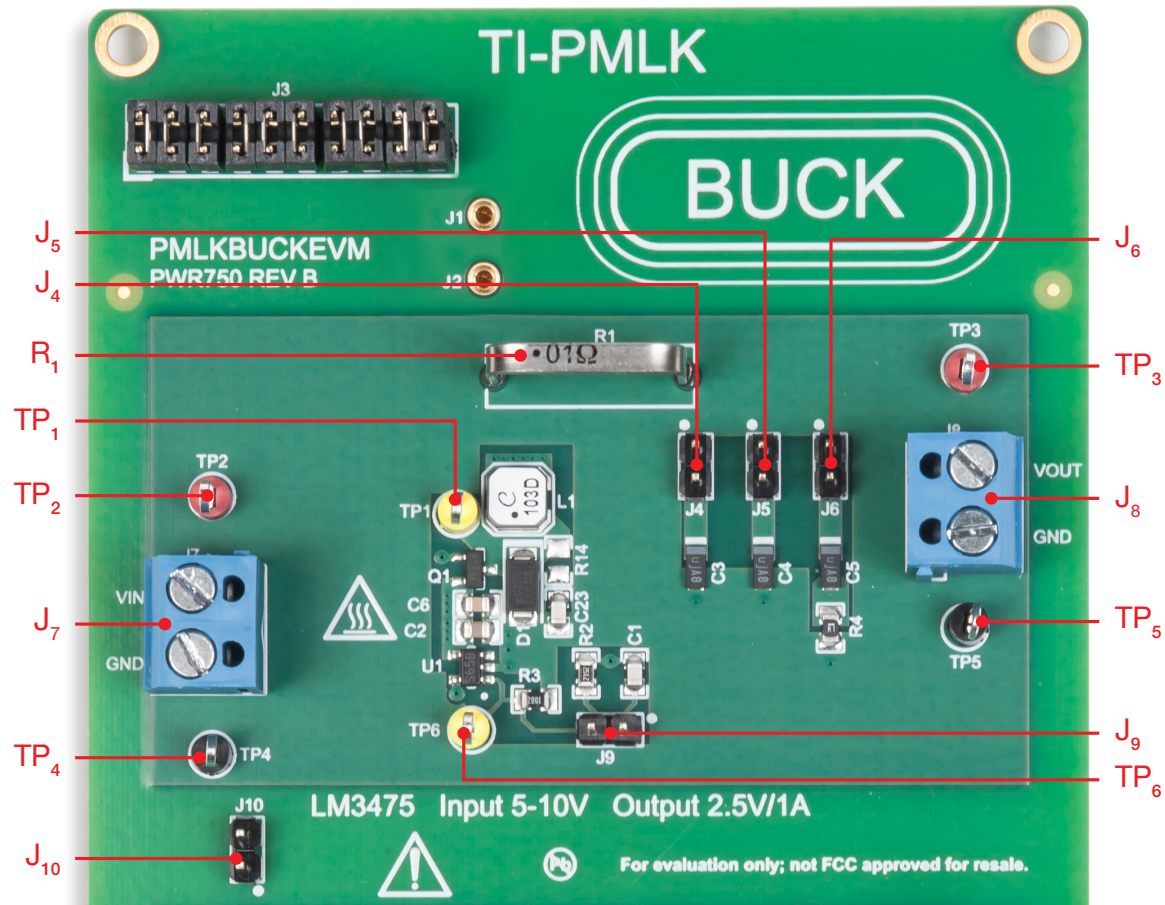


Abbildung 2. Ansicht der TI-PMLK LM3475-Abwärtsreglerplatine



TI-PMLK LM3475 – Anschlüsse, Jumper und Testpins

Deskriptoren und Funktionen der Anschlüsse, Jumper und Testpins

Anschlüsse

J_7 – Schraubklemme für Eingangsspannung

J_8 – Schraubklemme für Ausgangsspannung

Jumper

J_4 – Verbindet Ausgangskondensator C_3 (100 μ F, 100 m Ω)

J_5 – Verbindet Ausgangskondensator C_4 (100 μ F, 200 m Ω)

J_6 – Verbindet Ausgangskondensator C_5 (100 μ F, 100 m Ω)
in Reihe mit Widerstand R_4 (100 m Ω)

J_9 – Verbindet Schaltfrequenz-Beschleunigungskondensator C_1 (100 pF)

J_{10} – Verbindet die Massen der Platinenabschnitte von TPS54160 und LM3475

Testpins

TP_1 – Schaltknotenspannung

TP_2 – Pluspol der Eingangsspannung

TP_3 – Pluspol der Ausgangsspannung

TP_4 – Massepol der Eingangsspannung

TP_5 – Massepol der Ausgangsspannung

TP_6 – Rückkopplungsspannung

Spannungs- und Strommessungen

- zum Messen des Induktorstroms einen Stromtastkopf an den Shunt-Widerstand R_1 hängen
- zum Messen der Eingangsspannung TP_2 und TP_4 verwenden
- zum Messen der Ausgangsspannung TP_3 und TP_5 verwenden
- zum Messen der Schaltknotenspannung TP_1 und TP_4 verwenden
- zum Messen der Rückkopplungsspannung TP_6 und TP_4 verwenden
- zum Messen des Eingangsstroms einen Stromtastkopf an einen der externen Stromversorgungsdrähte hängen, die mit J_7 verbunden sind
- zum Messen des Laststroms einen Stromtastkopf an einen der externen Stromversorgungsdrähte hängen, die mit J_8 verbunden sind



TI-PMLK TPS54160 – Schaltplan

Der Abwärtsregler TI-PMLK TPS54160 akzeptiert Eingangsspannungen von 6 bis 36 V und liefert eine geregelte Ausgangsspannung von 3.3 V bei einem maximalen Laststrom von 1.5 A.

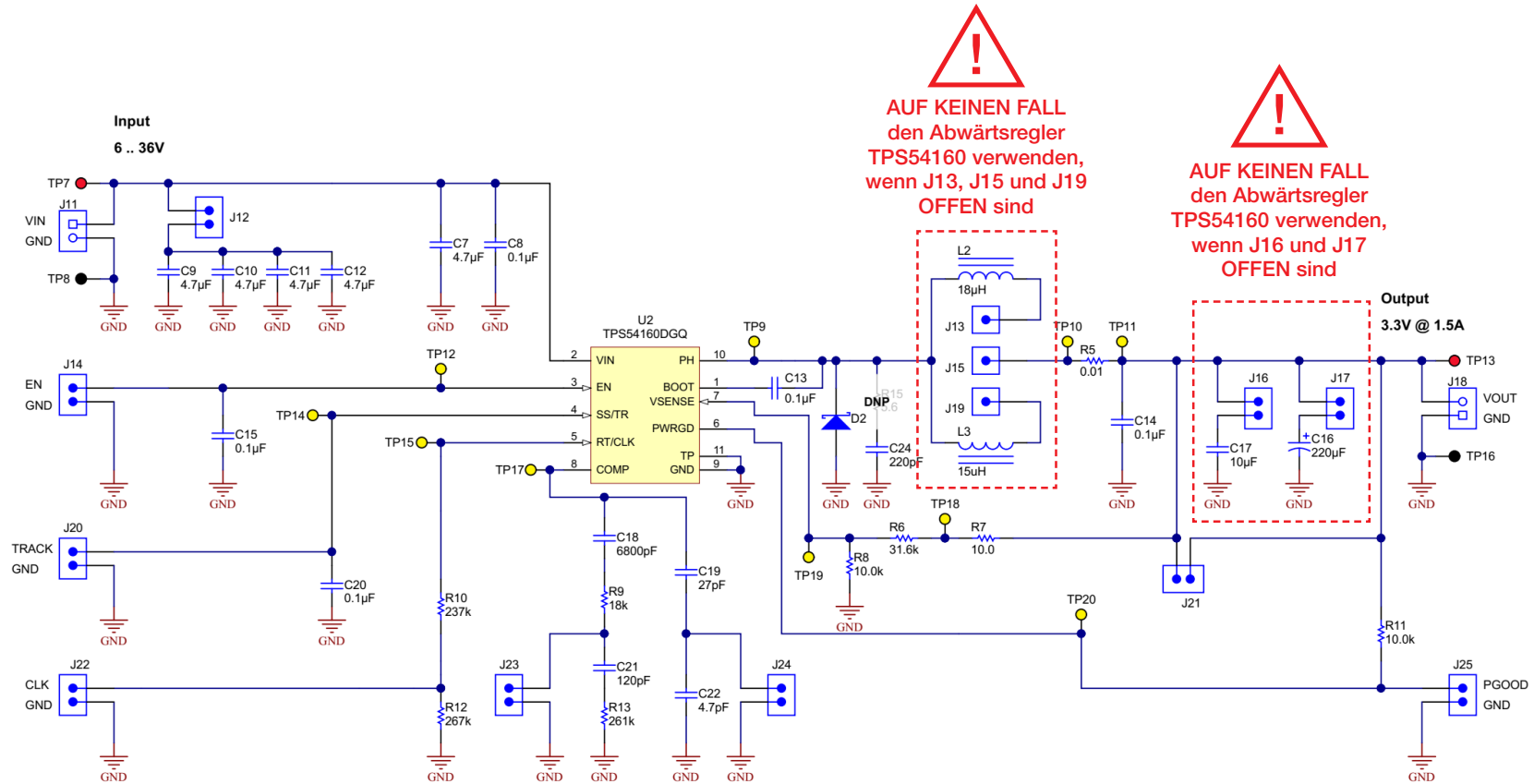


Abbildung 3. Schaltplan des Abwärtsreglers TI-PMLK TPS54160



TI-PMLK TPS54160 – Materialliste

Bezeichnung	Beschreibung	Hersteller	Teilenummer
C7, C9, C10, C11, C12	4.7- μ F-Kondensator, 50 V, X7R, 10 %, SMD 1206	Taiyo Yuden	UMK316AB7475KL-T
C8, C13, C14, C15, C20	0.1- μ F-Kondensator, 50 V, X7R, 10 %, SMD 0805	Kemet	C0805C104K5RACTU
C16	220- μ F-Tantal-Kondensator, 10 V, 20 %, 0,025 Ω , SMD	Panasonic	10TPE220ML
C17	10- μ F-Kondensator, 16 V, X5R, 10 %, SMD 0805	Taiyo Yuden	EMK212BJ106KG-T
C18	6.8-nF-Kondensator, 50 V, 5 %, C0G/NP0, SMD 0805	TDK	C2012C0G1H682J
C19	27-pF-Kondensator, 50 V, 5 %, C0G/NP0, SMD 0805	MuRata	GQM2195C1H270JB01D
C21	120-pF-Kondensator, 50 V, 5 %, C0G/NP0, SMD 0805	MuRata	GRM2165C1H121JA01D
C22	4.7-pF-Kondensator, 50 V, 5 %, C0G/NP0, SMD 0805	AVX	08055A4R7CAT2A
C24	220-pF-Kondensator, 50V, 5%, C0G/NP0, 0805 SMD	Murata	GRM2165C1H221JA01D
D2	Schottky-Diode, 60 V, 2 A, SMB, SMD	Diodes Inc.	B260-13-F
L2	18- μ H-Induktor, geschirmter Trommelkern, Ferrit, 1.62 A, 0.08 Ω , SMD	Coilcraft	MSS7341-183MLB
L3	15- μ H-Induktor, geschirmt, Verbundwerkstoff, 2.8 A, 0.1 Ω , SMD	Coilcraft	XAL4040-153ME
R5	Widerstand mit 0.01 Ω , 1 %, 3 W	TT Electronics/IRC	OAR3R010FLF
R6	Widerstand mit 31.6 k Ω , 1 %, 0.125 W, SMD 0805	Vishay-Dale	CRCW080531K6FKEA
R7	Widerstand mit 10 Ω , 1 %, 0.125 W, SMD 0805	Vishay-Dale	CRCW080510R0FKEA
R8	Widerstand mit 10 k Ω , 1 %, 0.125 W, SMD 0805	Panasonic	ERJ-6ENF1002V
R9	Widerstand mit 18 k Ω , 5 %, 0.125 W, SMD 0805	Yageo	RC0805FR-0718KL
R10	Widerstand mit 237 k Ω , 1 %, 0.125 W, SMD 0805	Vishay-Dale	CRCW0805237KFKEA
R11	Widerstand mit 10 k Ω , 1 %, 0.125 W, SMD 0805	Panasonic	ERJ-6ENF1002V
R12	Widerstand mit 267 k Ω , 1 %, 0.125 W, SMD 0805	Vishay-Dale	CRCW0805267KFKEA
R13	Widerstand mit 261 k Ω , 1 %, 0.125 W, SMD 0805	Vishay-Dale	CRCW0805261KFKEA
U2	Abwärtsregler TPS54160, 3.5 bis 60 V Eingangsspannung, SMD MSOP (10-polig)	Texas Instruments	TPS54160DGG

(Anhand der Teilenummern der Bauteile kann auf den im Anhang aufgelisteten Hersteller-Websites nach näheren Informationen zu den Parametern und Daten gesucht werden, die in den Formeln für die Berechnungen in jedem Experiment verwendet werden.)



TI-PMLK TPS54160 - Platine

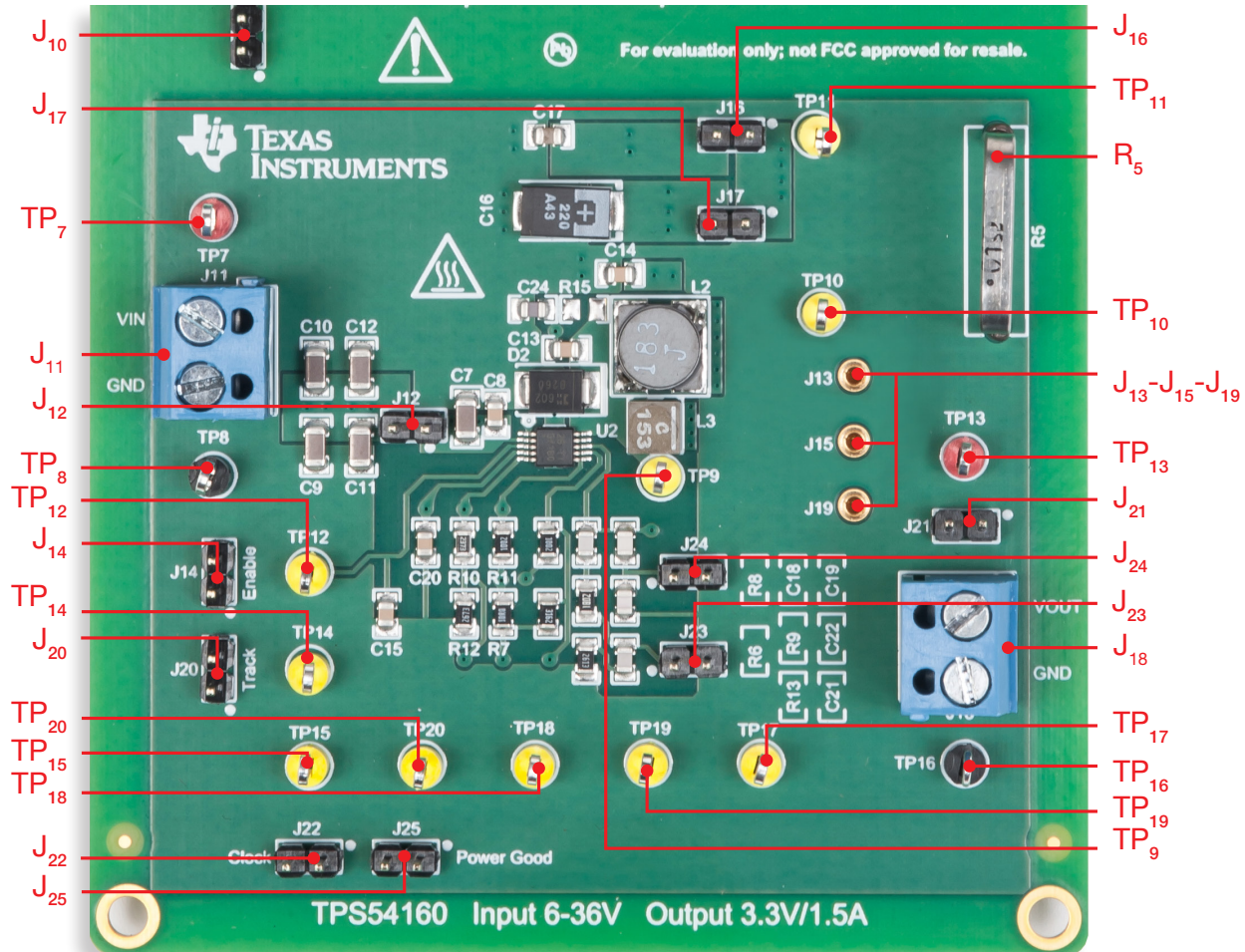


Abbildung 4. Ansicht der TI-PMLK TPS54160-Abwärtsreglerplatine



TI-PMLK TPS54160 – Anschlüsse, Jumper und Testpins

Deskriptoren und Funktionen der Anschlüsse, Jumper und Testpins

Anschlüsse

- J₁₁** – Schraubklemme für Eingangsspannung
- J₁₈** – Schraubklemme für Ausgangsspannung

Jumper

- J₁₀** – Verbindet die Massen der Platinenabschnitte für LM3475 und TPS54160
- J₁₂** – Verbindet die Eingangskondensatoren C₉-C₁₂ (4 x 4.7 µF)
- J₁₄** – Verbindung zum externen Aktivierungssignal
- J₁₆** – Verbindet Ausgangskondensator C₁₇ (10 µF)
- J₁₇** – Verbindet Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF)
- J₂₀** – Verbindung zum externen Softstartsignal
- J₂₁** – Verbindet die Ausgangsspannung mit dem Spannungssensor R₆-R₈
- J₂₂** – Schaltfrequenzeinstellung:
gebrückt → **f_s = 500 kHz**, offen → **f_s = 250 kHz**
- J₂₃** – Umgeht die Bauteile C₂₁ und R₁₃ und modifiziert die Verstärkung des Fehlerverstärkers
- J₂₄** – Umgeht das Bauteil C₂₂ und modifiziert die Verstärkung des Fehlerverstärkers
- J₂₅** – Power-Good-Signal

Hochstrom-Jumper

- J₁₃-J₁₅** – Verbindet Induktor L₂ (Ferritkern, 18 µH)
- J₁₅-J₁₉** – Verbindet Induktor L₃ (Pulverkern, 15 µH)

Testpins

- TP₇** – Pluspol der Eingangsspannung
- TP₈** – Massepol der Eingangsspannung
- TP₉** – Schaltknotenspannung
- TP₁₀** – Kann zusammen mit **TP₁₁** verwendet werden, um den Induktorstrom über den Spannungsabfall am Widerstand R₅ (10 mΩ) zu messen. An den Shunt-Widerstand R₅ kann zum Messen des Induktorstroms ein Stromtastkopf gehängt werden.
- TP₁₁** – Eingangsseitiger Schaltknoten, kann zusammen mit **TP₁₀** zum Messen des Induktorstroms über den Spannungsabfall am Widerstand R₅ (10 mΩ) verwendet werden.
- TP₁₂** – Aktivierungsspannung
- TP₁₃** – Pluspol der Ausgangsspannung
- TP₁₄** – Softstartspannung
- TP₁₅** – PWM-Rampenspannung
- TP₁₆** – Massepol der Ausgangsspannung
- TP₁₇** – Steuerspannung
- TP₁₈** – Anschlusspin für Schleifenverstärkungsmessungen, kann zusammen mit **TP₁₁** zum Einspeisen des AC-Anregungssignals in den 10-Ω-Widerstand R₇ verwendet werden
- TP₁₉** – Rückkopplungsspannung
- TP₂₀** – Power-Good-Signal

Spannungs- und Strommessungen

- zum Messen des Induktorstroms einen Stromtastkopf an den Shunt-Widerstand R₅ hängen
- zum Messen der Eingangsspannung **TP₇** und **TP₈** verwenden
- zum Messen der Ausgangsspannung **TP₁₃** und **TP₁₆** verwenden
- zum Messen der Schaltknotenspannung **TP₉** und **TP₁₆** verwenden
- zum Messen der Steuerspannung **TP₁₇** und **TP₁₆** verwenden
- zum Messen des Eingangsstroms einen Stromtastkopf an einen der externen Stromversorgungsdrähte hängen, die mit **J₁₁** verbunden sind
- zum Messen des Laststroms einen Stromtastkopf an einen der externen Stromversorgungsdrähte hängen, die mit **J₁₈** verbunden sind



Hinweise, Warnungen und Empfehlungen

HINWEISE

- Die Keramikkondensatoren C_7 und C_8 unterdrücken die hochfrequente Komponente des durch den FET (interner Baustein des TPS54160-Chips U_2) und den Gleichrichter D_2 fließenden Stroms. Bei der Analyse der Eingangswelligkeit kann die geringe Kapazität von $0.1 \mu\text{F}$ des Kondensators C_8 vernachlässigt werden.
- Der $0.1\text{-}\mu\text{F}$ -Keramikkondensator C_{14} unterdrückt die hochfrequente steile vordere Komponente des Ausgangsstroms, die durch extrem schnelle Lasttransienten verursacht wird. Seine geringe Kapazität kann vernachlässigt werden. Sein niedriger Serienwiderstand (ESR) verringert den äquivalenten Serienwiderstand der Ausgangskondensatoren, wodurch das Überschwingen der Ausgangsspannung während der Lasttransienten hauptsächlich von der äquivalenten Kapazität abhängig ist.
- Die Kompensationseinstellung, bei der die beiden Jumper J_{23} und J_{24} gebrückt sind, ist auf $C_{\text{out}} = C_{17} = 10\mu\text{F}$ zugeschnitten, wohingegen die Einstellung, bei der J_{23} und J_{24} offen sind, für $C_{\text{out}} = C_{16} = 220\mu\text{F}$ geeignet ist. In beiden Fällen hat die Schleifenverstärkung eine Phasenreserve von 45° bei einer Übergangsfrequenz von 15 kHz bei 36 V Eingangsspannung und 1.5 A Laststrom.
- Wenn $C_{\text{out}} = C_{16}$ verwendet wird und die beiden Jumper J_{23} und J_{24} gebrückt sind, ist der Regler weiterhin stabil, aber die Übergangsfrequenz sinkt auf 2 kHz bei einer Phasenreserve von 60° . Wenn $C_{\text{out}} = C_{17}$ verwendet wird und die beiden Jumper J_{23} und J_{24} offen sind, ist der Regler instabil und die Ausgangsspannung weist um 3.3 V große Schwingungen auf.
- Andere Kombinationen der Kondensatoren C_{16} und C_{17} und der Jumper J_{23} und J_{24} können je nach Eingangsspannung und Laststrom entweder zu einem stabilen oder einem instabilen Betrieb führen. Die Formeln im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* von *Experiment 3* können herangezogen werden, um die Stabilität vorherzusagen. Es wird empfohlen, den Regler unter instabilen Bedingungen nur sehr kurz (wenige Sekunden) zu betreiben. Die Zeit sollte gerade ausreichen, um einen Oszilloskop-Screenshot der Instabilität zu erstellen.
- Zur Dämpfung der Schaltknotenspannung des Abwärtsreglers LM3475 kann der Widerstand $R_{14} = 3.6\Omega$ in Serie zu Kondensator C_{23} gesetzt werden.
- Zur Dämpfung der Schaltknotenspannung des Abwärtsreglers TPS54160 kann der Widerstand $R_{15} = 5.6\Omega$ in Serie zu Kondensator C_{23} gesetzt werden.

WARNUNGEN UND EMPFEHLUNGEN

ALLGEMEINES

- 1) **AUF KEINEN FALL** die maximale Eingangsspannung überschreiten.
- 2) **AUF KEINEN FALL** den maximalen Laststrom überschreiten, sofern dies nicht für das Experiment erforderlich ist.
- 3) Wenn der Ausgang der Platine an einer elektronischen Last im Konstantstrombetrieb abgeschlossen wird, ist folgende Reihenfolge einzuhalten:
 - a) Beim Einschalten: Zunächst das Netzgerät und dann die Last einschalten
 - b) Beim Ausschalten: Zunächst die Last und dann das Netzgerät ausschalten
- 4) Die Platine muss unabhängig davon, welche Änderungen an den Jumpereinstellungen vorgenommen wurden, ausgeschaltet werden (die Tasten "LOAD ON" und "OUT ON" der elektronischen Last bzw. des Netzgeräts in die Stellung OFF bringen).
- 5) **AUF KEINEN FALL** die Regler länger als ein paar Sekunden unter instabilen Bedingungen betreiben.
- 6) Die Platine darf nur bei einer Umgebungstemperatur von 25°C bis maximal 27.5°C betrieben werden.

ABWÄRTSREGLER TPS54160

- 1) **AUF KEINEN FALL** den Regler verwenden, wenn J_{16} UND J_{17} OFFEN sind.
- 2) **AUF KEINEN FALL** den Regler verwenden, wenn $J_{13}\text{-}J_{15}$ UND $J_{15}\text{-}J_{19}$ OFFEN sind.

ABWÄRTSREGLER LM3475

- 1) **AUF KEINEN FALL** den Regler verwenden, wenn J_4 UND J_5 UND J_6 OFFEN sind.
- 2) **AUF KEINEN FALL** den Regler betreiben, wenn J_4 UND J_5 UND J_6 GEBRÜCKT sind.

Experiment 1

In diesem Experiment wird untersucht, wie sich die Eingangsspannungs- und Lastbedingungen sowie die Schaltfrequenz auf den Wirkungsgrad eines Abwärtsreglers auswirken. Dazu wird der Abwärtsregler TPS54160 verwendet.



Fallstudie

In diesem Experiment wird der Einfluss der Eingangsspannung, des Laststroms und der Schaltfrequenz auf den Wirkungsgrad eines Abwärtsreglers analysiert.

Gegenstand dieses Experiments ist der Wirkungsgrad des Abwärtsreglers. Abbildung 1 zeigt ein vereinfachtes Schaltbild des Abwärtsreglers TPS54160, in dem die wichtigsten Bauteile hervorgehoben sind:

- Eingangskondensator C_{in} (bestehend aus den parallel geschalteten Kondensatoren C_9 bis C_{12} , wie im Schaltplan des TI-PMLK TPS54160 dargestellt);
- Induktor L ($L = L_2 = 18 \mu\text{H}$ oder $L = L_3 = 15 \mu\text{H}$ je nach Konfiguration der Jumper J_{13} , J_{15} und J_{19} , wie im Schaltplan des TI-PMLK TPS54160 dargestellt)
- Ausgangskondensator C_{out} ($C_{out} = C_{16} = 10 \mu\text{F}$ oder $C_{out} = C_{17} = 220 \mu\text{F}$ je nach Konfiguration der Jumper J_{16} und J_{17} , wie im Schaltplan des TI-PMLK TPS54160 dargestellt);
- Diode (Diode D_2 im Schaltplan des TI-PMLK TPS54160)
- N-Kanal-MOSFET (integriert im TPS54160-Chip, Drain und Source an die Pins VIN und PH angeschlossen)

Der Wirkungsgrad des Wandlers wird hauptsächlich durch die Leistungsverluste von MOSFET, Diode und Induktor beeinflusst. Die Formeln im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* untermauern, dass sich der Leistungsverlust mit den Betriebsbedingungen ändert. Die wichtigsten Einflussfaktoren sind:

- Eingangsspannung V_{in}
- Ausgangsspannung V_{out}
- Laststrom I_{out}
- Schaltfrequenz $f_s = 1/T_s$.

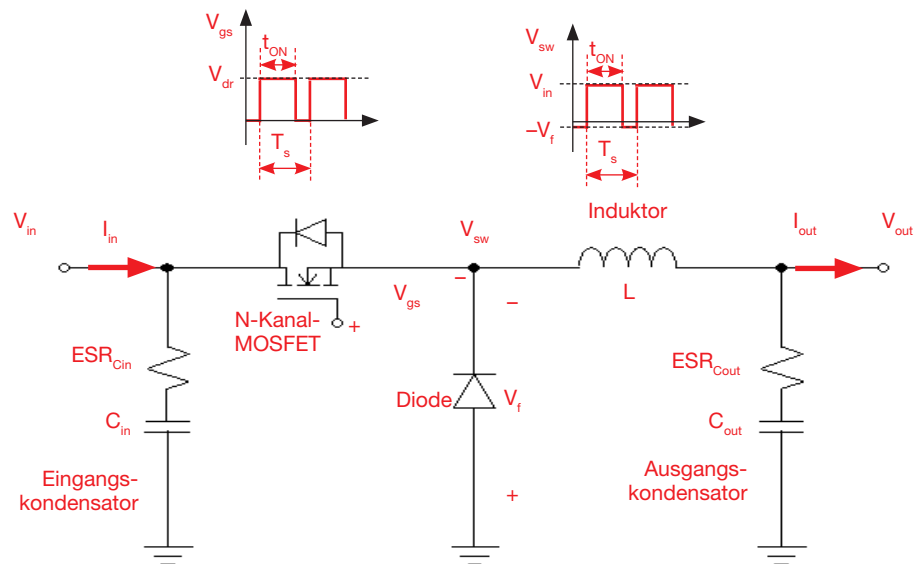


Abbildung 1: Vereinfachter Schaltplan des Abwärtswandlers

Prüfung 1: Wir messen die Eingangsspannung V_{IN} , den Eingangsstrom I_{IN} , die Ausgangsspannung V_{OUT} und den Ausgangsstrom I_{OUT} des Abwärtsreglers TPS54160 während der Laststrom geändert wird. Danach berechnen wir den experimentellen Wirkungsgrad und den theoretischen Wirkungsgrad, und wir beobachten, wie diese Werte zueinander in Beziehung stehen und wie sie sich abhängig von Laststrom und Eingangsspannung bei einer Schaltfrequenz von 250 kHz ändern.

Prüfung 2: Wir messen die Eingangsspannung V_{IN} , den Eingangsstrom I_{IN} , die Ausgangsspannung V_{OUT} und den Ausgangsstrom I_{OUT} des Abwärtsreglers TPS54160 während der Laststrom geändert wird. Danach berechnen wir die experimentellen Verluste und die theoretischen Verluste, und wir beobachten, wie diese Werte zueinander in Beziehung stehen und wie sie sich abhängig von Laststrom und Eingangsspannung bei einer Schaltfrequenz von 500 kHz ändern.



Theoretischer Hintergrund

Der Leistungsverlust von Schaltreglern wird durch die Betriebsparameter der Schaltung und durch die physikalischen Parameter der Bauteile beeinflusst. Mit den Formeln unten kann eine vereinfachte Berechnung der Hauptverluste eines Abwärtsreglers im Continuous Conduction Mode durchgeführt werden ⁽¹⁾. (In [1][3] sind nähere Informationen zum Betrieb und zur Analyse von DC-DC-Wandlern im Continuous Conduction Mode und Discontinuous Conduction Mode zu finden. [3] enthält weitere Details zur Verlustanalyse bei MOSFETs. Weitere Informationen zum Betrieb und zu den Leistungsmerkmalen des TPS54160 können [5] entnommen werden.)

Verlustformeln

MOSFET ⁽²⁾

Leitung: $P_{MOS,c} = R_{ds} D I_{out}^2 \alpha_{pp}$

Schalten: $P_{MOS,sw} = V_{in} I_{out} f_s t_{sw}$

Gate: $P_{MOS,g} = Q_g V_{dr} f_s$

Strommessung

IC-Strommessung: $P_{sns} = R_{sns} D I_{out}^2 \alpha_{pp}$

Diode

Leitung: $P_{Diode} = V_f D' I_{out}$

Induktor ⁽³⁾⁽⁴⁾

Wicklung: $P_{L,w} = ESR_L I_{out}^2 \alpha_{pp}$

Kern: $P_{L,c} = K_1 f_s^x (K_2 \Delta i_{pp})^y$

Kondensatoren ⁽⁵⁾

Eingang: $P_{Cin} = ESR_{Cin} I_{out}^2 D' D$

Ausgang: $P_{Cout} = \frac{1}{12} ESR_{Cout} \Delta i_{pp}^2$

Sonstiges ⁽⁶⁾

IC-Bias: $P_{IC} = V_{in} I_{\mu}$

Definitionen

T_s = Schaltperiode

t_{ON} = MOSFET-Leitungszeit

$f_s = 1/T_s$ = Schaltfrequenz

D = MOSFET-Tastverhältnis

$$= t_{ON}/T_s = V_{out}/V_{in} \quad (7)$$

$D' = 1-D$

R_{ds} = MOSFET-Kanalwiderstand

Q_g = MOSFET-Gate-Ladung

t_{sw} = MOSFET-Schaltzeit

V_f = Durchlassspannung der Diode

L = Induktivität des Induktors

ESR_L = Serienwiderstand des Induktors

ESR_{Cin} = Serienwiderstand des Eingangskondensators

ESR_{Cout} = Serienwiderstand des Ausgangskondensators

I_{μ} = Ruhestrom des Reglers

V_{dr} = MOSFET-Gate-Treiberspannung

Δi_{pp} = Welligkeit des Induktorstroms

$$= V_{out} D' / (f_s L)$$

α_{pp} = Induktorwelligkeitsfaktor

$$= 1 + (\Delta i_{Lpp} / I_{out})^2 / 12$$

Wissenswertes

- (1) Der Abwärtswandler arbeitet im Continuous Conduction Mode, wenn $2Lf_s I_{OUT} > (1-D) V_{OUT}$.
- (2) Die MOSFET-Parameter R_{ds} , t_{sw} und Q_g werden von der Gate-Treiberspannung V_{dr} , der Sperrschichttemperatur T_j , der Eingangsspannung V_{in} und dem Ausgangsstrom I_{out} beeinflusst.
- (3) Die Induktorparameter K_1 , K_2 , x , y hängen von Kernmaterial und -größe, Schaltfrequenz f_s und Temperatur ab.
- (4) f_s ist in kHz, Δi_{pp} in Ampere und $P_{L,c}$ in mW angegeben.
- (5) Falls Kondensatoren parallel geschaltet werden, sollte der Effektivwert (rms) des durch jeden Kondensator fließenden Stroms ermittelt werden.
- (6) Um eine genauere Wirkungsgradberechnung zu erhalten, sollten die möglichen weiteren Verluste durch den parasitären Widerstand des Platinenlayouts und zusätzlicher Bauteile berücksichtigt werden.
- (7) Der wirkliche Wert des Tastverhältnisses D ist wegen der erforderlichen Zunahme der Energieladung des Induktors zur Kompensation des Leistungsverlustes des Wandlers größer als das theoretische Verhältnis V_{out}/V_{in} .
- (8) Das Tastverhältnis D kann experimentell gemessen werden, indem die Wellenform der **Schaltknotenspannung** V_{sw} (Testpin TP₉ der TPS54160-Platine) analysiert wird: Es handelt sich um eine Rechteckwelle, die auf dem Eingangsspannungspegel für die Zeitspanne t_{ON} bleibt, während der MOSFET EINGESCHALTET ist, und auf dem Pegel der Spannung $-V_f$ für die Zeitspanne $t_{OFF} = T_s - t_{ON}$, während der MOSFET AUSGESCHALTET ist. Danach können Sie t_{ON} und T_s messen und im Anschluss mit der Formel in der Spalte **Definitionen** das Tastverhältnis D berechnen.



Versuchsaufbau: Konfiguration

Für dieses Experiment werden folgende Geräte benötigt: ein GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄT, vier MULTIMETER, ein OSZILLOSKOP und EINE ELEKTRONISCHE GLEICHSPANNUNGSLAST. Wie die Geräte verbunden werden, wird in Abbildung 2 gezeigt. Gehen Sie wie auf der nächsten Seite beschrieben vor, um die **Verbindungen** herzustellen.

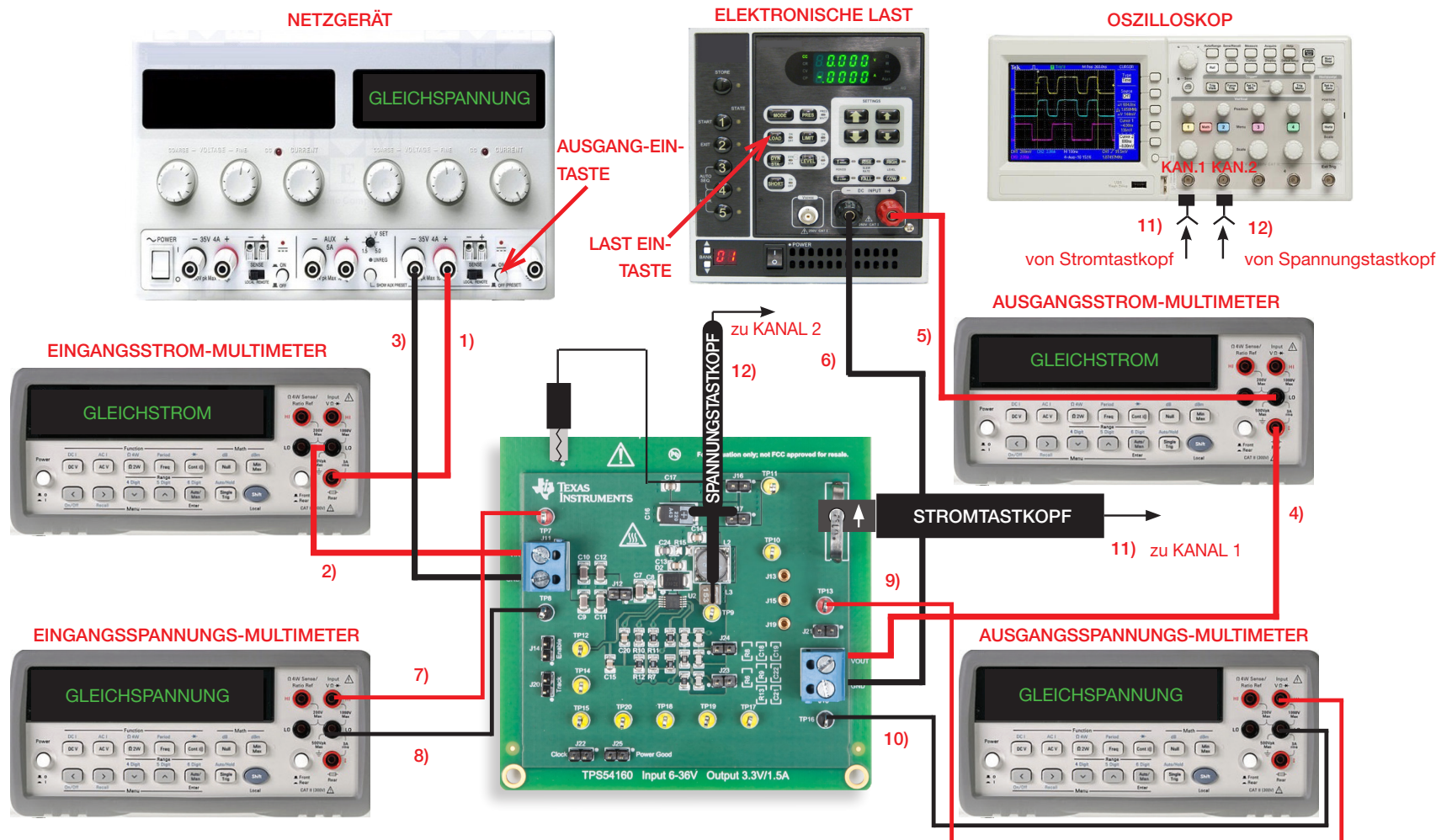


Abbildung 2. Versuchsaufbau



Versuchsaufbau: Anleitung

Vergewissern Sie sich, dass alle Geräte ausgeschaltet sind, und stellen Sie die folgenden **Verbindungen** her:

- 1) Verbinden Sie den Plus-Ausgang (ROT) des NETZGERÄTS mit der Plus-Amperebuchse (ROT) des EINGANGSSTROM-MULTIMETERS.
[**WARNUNG:** Zur Strommessung wird am MULTIMETER eine andere Plus-Buchse verwendet als zur Spannungsmessung.]
- 2) Verbinden Sie die MINUS-AMPEREBUCHSE (SCHWARZ) des EINGANGSSTROM-MULTIMETERS mit dem EINGANG (VIN) der Schraubklemme J_{11} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 3) Verbinden Sie den MINUS-AUSGANG (SCHWARZ) des NETZGERÄTS mit der MASSE (GND) der Schraubklemme J_{11} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 4) Verbinden Sie den Ausgang (VOUT) der Schraubklemme J_{18} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine mit der Plus-Amperebuchse (ROT) des AUSGANGSSTROM-MULTIMETERS.
[**WARNUNG:** Zur Strommessung wird am MULTIMETER eine andere Plus-Buchse verwendet als zur Spannungsmessung.]
- 5) Verbinden Sie die MINUS-AMPEREBUCHSE (SCHWARZ) des AUSGANGSSTROM-MULTIMETERS mit dem PLUS-EINGANG (ROT) der ELEKTRONISCHEN LAST.
- 6) Verbinden Sie den MINUS-EINGANG (SCHWARZ) der ELEKTRONISCHEN LAST mit der MASSE (GND) der Schraubklemme J_{18} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 7) Verbinden Sie die PLUS-VOLTBUCHSE (ROT) des EINGANGSSPANNUNGS-MULTIMETERS mit dem TESTPIN TP_7 (VIN des TPS54610-Abwärtsreglers).
- 8) Verbinden Sie die MINUS-VOLTBUCHSE (SCHWARZ) des EINGANGSSPANNUNGS-MULTIMETERS mit dem TESTPIN TP_8 (GND des TPS54610-Abwärtsreglers).
- 9) Verbinden Sie die PLUS-VOLTBUCHSE (ROT) des AUSGANGSSPANNUNGS-MULTIMETERS mit dem TESTPIN TP_{13} (VOUT des TPS54610-Abwärtsreglers).
- 10) Verbinden Sie die MINUS-VOLTBUCHSE (SCHWARZ) des AUSGANGSSPANNUNGS-MULTIMETERS mit dem TESTPIN TP_{16} (GND des TPS54610-Abwärtsreglers).
- 11) Schließen Sie einen Stromtastkopf an Kanal 1 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den Messwiderstand R_s auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine. Achten Sie darauf, dass der Pfeil auf den Tastkopfklemmen in Richtung des Stromflusses zeigt (der Pfeil muss beim Blick von vorne auf die TPS54160-Abwärtsreglerplatine nach oben weisen).
- 12) Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 2 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den TESTPIN TP_9 (Schaltknotenspannung) der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.



Prüfung 1: Vorbereitung und Verfahren

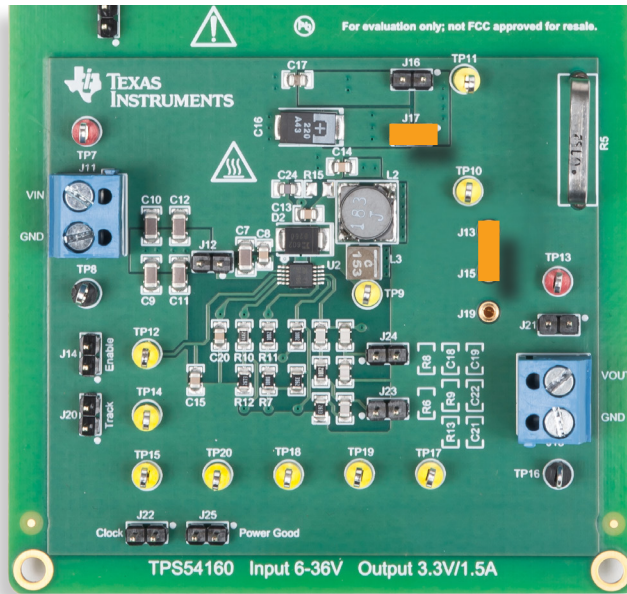


Abbildung 3. TPS54160-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 1

Vorbereitung (die Jumperkonfiguration wird in Abbildung 3 gezeigt):

- **J₁₃-J₁₅ überbrücken** → um Induktor L₂ (Ferritkern, 18 μH) zu verbinden
- **J₁₇ überbrücken** → um den Ausgangskondensator C₁₆ (220 μF) zu verbinden
- **J₁₄ öffnen** → um das interne Signal zu aktivieren
- **J₂₀ öffnen** → um das interne Softstartsignal zu aktivieren
- **J₂₁ öffnen** → um die Ausgangskondensatoren mit den Spannungssensoren R₆-R₈ zu verbinden
- **J₁₂ öffnen** → um die Eingangskondensatoren C₉-C₁₂ (4x4.7 μF) zu trennen
- **J₁₆ öffnen** → um Ausgangskondensator C₁₇ (10 μF) zu trennen
- **J₂₂ öffnen** → um die Schaltfrequenz $f_s = 250 \text{ kHz}$ einzustellen
- **J₂₅ öffnen** → um das Power-Good-Signal zu aktivieren
- **J₂₃ UND J₂₄ öffnen** → um die Kompensation für Ausgangskondensator C₁₆ (220 μF)

Prüfverfahren:

- 1) Die MULTIMETER einschalten und das EINGANGSSTROM-MULTIMETER auf GLEICHSTROMMODUS, das AUSGANGSSTROM-MULTIMETER auf GLEICHSTROMMODUS, das EINGANGSSPAN-

UNGS-MULTIMETER auf GLEICHSPANNUNGSMODUS und das AUSGANGSSPAN-

- 2) Das OSZILLOSKOP einschalten, KANAL 1 auf DC 50 Ω-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2 auf DC 1 MΩ-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2 als Trigger-Quelle auswählen und den Stromtastkopf entmagnetisieren (dadurch wird möglicherweise vorhandene Gleichstrom-Vorspannung im Stromtastkopf beseitigt).
- 3) Das Netzgerät einschalten (die Taste "AUSGANG EIN" muss in der Stellung OFF sein), dann die Spannung auf den Anfangswert 6 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1 A einstellen.
- 4) Die elektronische Last einschalten (die Taste "LAST EIN" muss in der Stellung OFF sein), den KONSTANTSTROMMODUS für die ELEKTRONISCHE LAST konfigurieren und den Strom auf 1 A einstellen.
- 5) Die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollten auf dem EINGANGSSPANNUNGS-MULTIMETER ca. 6 V, auf dem AUSGANGSSPANNUNGS-MULTIMETER ca. 3.3 V, auf dem AUSGANGSSTROM-MULTIMETER 0 A und auf dem EINGANGSSTROM-MULTIMETER 0 A angezeigt werden. Die Kurve von KANAL 1 (Laststrom) des OSZILLOSKOPS sollte als flache horizontale Linie bei 0 A und die Kurve von KANAL 2 als Rechteckwelle, die zwischen der Eingangsspannung und einer geringen negativen Spannung schwingt, angezeigt werden (wenn die angezeigten Werte von diesen Angaben abweichen, die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 6) Die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen. Nun sollten auf dem EINGANGSSPANNUNGS-MULTIMETER ca. 6 V, auf dem AUSGANGSSPANNUNGS-MULTIMETER ca. 3.3 V, auf dem AUSGANGSSTROM-MULTIMETER 1 A, auf dem EINGANGSSTROM-MULTIMETER ca. 600 mA und auf KANAL 1 des OSZILLOSKOPS eine dreieckförmige Wellenform mit 1 A Durchschnittswert angezeigt werden (wenn die angezeigten Werte stark von diesen Angaben abweichen, die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und den Versuchsaufbau überprüfen).
- 7) Die Ausgangsspannung und den Eingangsstrom auf den entsprechenden Multimetern ablesen, die Welligkeit des Induktorstroms auf KANAL 1 des Oszilloskops messen sowie die Frequenz und Einschaltdauer der Schaltknotenspannung auf KANAL 2 des OSZILLOSKOPS messen. Diese Werte werden für die Berechnungen in Tabelle 1 benötigt. Diesen Schritt für alle Laststrom- und Eingangsspannungswerte in Tabelle 1 wiederholen (die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS und die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST müssen während der Änderung von Eingangsspannung und Laststrom nicht in die Stellung OFF gebracht werden).
- 8) Nach den Messungen die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste "AUSGANG EIN" des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 1: Messungen und Berechnungen

- Den experimentellen Wirkungsgrad des Wandlers mit der Formel $\eta_{exp} = V_{out} I_{out} / V_{in} I_{in} \times 100$ berechnen und dabei die gemessenen Werte von V_{out} , I_{out} , V_{in} und I_{in} verwenden.
- Die theoretischen Verluste des Leistungswandlers als $P_{loss} = P_{MOS,c} + P_{MOS,sw} + P_{MOS,g} + P_{diode} + P_{L,w} + P_{L,c} + P_{Cin} + P_{Cout} + P_{IC}$ mit den **Verlustformeln** im Abschnitt **Theoretischer Hintergrund** berechnen.
[HINWEIS: $P_{MOS,c} = P_{sns}$ beim TPS54160-Abwärtswandler, da der MOSFET-Kanalwiderstand als Messwiderstand verwendet wird.]
- Den theoretischen Wirkungsgrad des Wandlers mit der Formel $\eta_{theo} = P_{out} / (P_{out} + P_{loss}) \times 100$ berechnen. Hierbei gilt: $P_{out} = V_{out} I_{out}$.
- Die Mess- und Berechnungsergebnisse in Tabelle 1 eintragen, die Ergebnisse analysieren, die Fragen beantworten und versuchen, die Beobachtungen unter Berücksichtigung der Verlustformeln und Informationen im Abschnitt **Theoretischer Hintergrund** zu begründen.

Tabelle 1. Experimenteller und theoretischer Wirkungsgrad des TI-PMLK TPS54160-Abwärtsreglers bei der Schaltfrequenz $f_s = 250$ kHz.

(1) experimenteller Wirkungsgrad [%] $\eta_{exp} = (V_{OUT} I_{OUT}) / (V_{IN} I_{IN}) \times 100$	I_{OUT} [mA]					
	100	200	500	1000	1200	1500
(2) theoretischer Wirkungsgrad [%] $\eta_{theo} = P_{OUT} / (P_{OUT} + P_{LOSS}) \times 100$						
$V_{IN} = 6V$	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)
	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)
$V_{IN} = 24V$	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)	(1)
	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)	(2)

MOSFET (TPS54160) $R_{ds} = 180m\Omega$, $Q_g = 3nC$, $\alpha_{sw} = 0.25ns/V$, $t_{sw} = \alpha_{sw} V_{IN}$ $V_{dr} = 6V$	Strommessung $R_{sns} = R_{ds}$	IC $I_{\mu} = 116\mu A$	Gleichrichter $V_f = 350mV$ bei 0.1A $V_f = 550mV$ bei 1.5A	Induktor (J_{13}-J_{15} gebr.) $L = L_2 = 18\mu H$ $ESR_L = 80m\Omega$ $K_1 = 0.261$, $K_2 = 0.92$, $x = 1.21$, $y = 2.01$	Eingangskondensator (J_{12} offen) $C_{in} = C_7 = 4.7\mu F$ $ESR = 5m\Omega$	Ausgangskondensator (J_{16} offen, J_{17} gebr.) $C_{out} = C_{16} = 220\mu F$ $ESR = 25m\Omega$
---	---	-----------------------------------	--	--	---	---

Antworten:

- Benennen Sie die Bauteile, die für den Rückgang des Wirkungsgrads bei niedriger Last und bei hoher Last verantwortlich sind: _____
- Ermitteln Sie für die Eingangsspannungswerte der Prüfung den Laststromwert, der dem höchsten Wirkungsgrad entspricht, und überprüfen Sie die Vorhersage mittels Messung.
[Tipp: Verwenden Sie die Ableitung der Verluste als Funktion des Laststroms: _____]



Prüfung 2: Vorbereitung und Verfahren

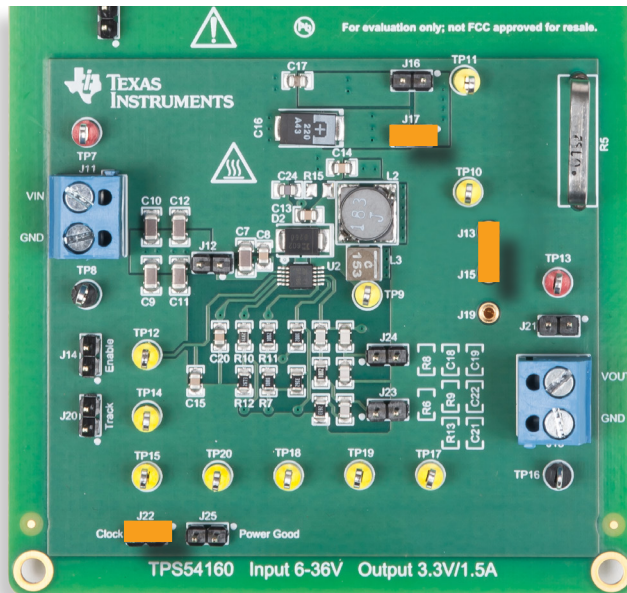


Abbildung 4. TPS54160-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 2

Vorbereitung (die Jumperkonfiguration wird in Abbildung 4 gezeigt):

- **J₁₃-J₁₅ überbrücken** → um Induktor L₂ (Ferritkern, 18 µH) zu verbinden
- **J₁₇ überbrücken** → um den Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF) zu verbinden
- **J₁₄ öffnen** → um das interne Signal zu aktivieren
- **J₂₀ öffnen** → um das interne Softstartsignal zu aktivieren
- **J₂₁ öffnen** → um die Ausgangskondensatoren mit den Spannungssensoren R₆-R₈ zu verbinden
- **J₁₂ öffnen** → um die Eingangskondensatoren C₉-C₁₂ (4x4.7 µF) zu trennen
- **J₁₆ öffnen** → um Ausgangskondensator C₁₇ (10 µF) zu trennen
- **J₂₂ überbrücken** → um die Schaltfrequenz $f_s = 500 \text{ kHz}$ einzustellen
- **J₂₅ öffnen** → um das Power-Good-Signal zu aktivieren
- **J₂₃ UND J₂₄ öffnen** → um die Kompensation für Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF)

Prüfverfahren:

- 1) Die MULTIMETER einschalten und das EINGANGSSTROM-MULTIMETER auf GLEICHSTROMMODUS, das AUSGANGSSTROM-MULTIMETER auf GLEICHSTROMMODUS, das EINGANGSSPAN-

UNGS-MULTIMETER auf GLEICHSPANNUNGSMODUS und das AUSGANGSSPANNUNGS-MULTIMETER auf GLEICHSPANNUNGSMODUS einstellen.

- 2) Das OSZILLOSKOP einschalten, KANAL 1 auf DC 50 Ω-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2 auf DC 1 MΩ-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2 als Trigger-Quelle auswählen und den Stromtastkopf entmagnetisieren (dadurch wird möglicherweise vorhandene Gleichstrom-Vorspannung im Stromtastkopf beseitigt).
- 3) Das Netzgerät einschalten (die Taste "AUSGANG EIN" muss in der Stellung OFF sein), dann die Spannung auf den Anfangswert 6 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1 A einstellen.
- 4) Die elektronische Last einschalten (die Taste "LAST EIN" muss in der Stellung OFF sein), den KONSTANTSTROMMODUS für die ELEKTRONISCHE LAST konfigurieren und den Strom auf 1 A einstellen.
- 5) Die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollten auf dem EINGANGSSPANNUNGS-MULTIMETER ca. 6 V, auf dem AUSGANGSSPANNUNGS-MULTIMETER ca. 3.3 V, auf dem AUSGANGSSTROM-MULTIMETER 0 A und auf dem EINGANGSSTROM-MULTIMETER 0 A angezeigt werden. Die Kurve von KANAL 1 (Laststrom) des OSZILLOSKOPS sollte als flache horizontale Linie bei 0 A und die Kurve von KANAL 2 als Rechteckwelle, die zwischen der Eingangsspannung und einer geringen negativen Spannung schwingt, angezeigt werden (wenn die angezeigten Werte von diesen Angaben abweichen, die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 6) Die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen. Nun sollten auf dem EINGANGSSPANNUNGS-MULTIMETER ca. 6 V, auf dem AUSGANGSSPANNUNGS-MULTIMETER ca. 3.3 V, auf dem AUSGANGSSTROM-MULTIMETER 1 A, auf dem EINGANGSSTROM-MULTIMETER ca. 600 mA und auf KANAL 1 des Oszilloskops eine dreieckförmige Wellenform mit 1 A Durchschnittswert angezeigt werden (wenn die angezeigten Werte stark von diesen Angaben abweichen, die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und den Versuchsaufbau überprüfen).
- 7) Die Ausgangsspannung und den Eingangsstrom auf den entsprechenden Multimetern ablesen, die Welligkeit des Induktorstroms auf KANAL 1 des OSZILLOSKOPS messen sowie die Frequenz und Einschaltdauer der Schaltknotenspannung auf KANAL 2 des OSZILLOSKOPS messen. Diese Werte werden für die Berechnungen in Tabelle 2 benötigt. Diesen Schritt für alle Laststrom- und Eingangsspannungswerte in Tabelle 2 wiederholen (die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS und die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST müssen während der Änderung von Eingangsspannung und Laststrom nicht in die Stellung OFF gebracht werden).
- 8) Nach den Messungen die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste "AUSGANG EIN" des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 2: Messungen und Berechnungen

- Die experimentellen Verluste des Wandlers mit der Formel $P_{\text{exp}} = V_{\text{in}} I_{\text{in}} - V_{\text{out}} I_{\text{out}}$ berechnen und dabei die gemessenen Werte von V_{out} , I_{out} , V_{in} und I_{in} verwenden.
- Die Gesamtverlustleistung des Leistungswandlers als $P_{\text{loss}} = P_{\text{MOS,c}} + P_{\text{MOS,sw}} + P_{\text{MOS,g}} + P_{\text{diode}} + P_{\text{L,w}} + P_{\text{L,c}} + P_{\text{Cin}} + P_{\text{Cout}} + P_{\text{IC}}$ mit den **Verlustformeln** im Abschnitt **Theoretischer Hintergrund** berechnen.
[HINWEIS: $P_{\text{MOS,c}} = P_{\text{sns}}$ beim TPS54160-Abwärtswandler, da der MOSFET-Kanalwiderstand als Messwiderstand verwendet wird.]
- Die Mess- und Berechnungsergebnisse in Tabelle 2 eintragen, die Ergebnisse analysieren und mit den Ergebnissen in Tabelle 1 vergleichen, die Fragen beantworten und versuchen, die Beobachtungen unter Berücksichtigung der Verlustformeln und Informationen im Abschnitt **Theoretischer Hintergrund** zu begründen.

Tabelle 2. Experimentelle und theoretische Leistungsverluste des TI-PMLK TPS54160-Abwärtsreglers bei der Schaltfrequenz $f_s = 500 \text{ kHz}$.

(1) experimentelle verluste [mW] $P_{\text{exp}} = V_{\text{IN}} I_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} I_{\text{OUT}}$	$I_{\text{OUT}} [\text{mA}]$					
	100	200	500	1000	1200	1500
(2) berechnete verluste [mW] $P_{\text{loss}} = P_{\text{MOS,c}} + P_{\text{MOS,sw}} + P_{\text{MOS,g}} + P_{\text{diode}} + P_{\text{L,w}} + P_{\text{L,c}} + P_{\text{Cin}} + P_{\text{Cout}} + P_{\text{IC}}$						
$V_{\text{IN}} = 6\text{V}$	(1) (2)	(1) (2)	(1) (2)	(1) (2)	(1) (2)	(1) (2)
$V_{\text{IN}} = 24\text{V}$	(1) (2)	(1) (2)	(1) (2)	(1) (2)	(1) (2)	(1) (2)

MOSFET (TPS54160)

$$R_{\text{ds}} = 180\text{m}\Omega,$$

$$Q_{\text{g}} = 3\text{nC}, \alpha_{\text{sw}} = 0.25\text{ns/V},$$

$$t_{\text{sw}} = \alpha_{\text{sw}} V_{\text{IN}}$$

$$V_{\text{dr}} = 6\text{V}$$

Strommessung

$$R_{\text{sns}} = R_{\text{ds}}$$

IC

$$I_{\mu} = 116\mu\text{A}$$

Gleichrichter

$$V_{\text{f}} = 350\text{mV bei } 0.1\text{A}$$

$$V_{\text{f}} = 550\text{mV bei } 1.5\text{A}$$

Induktor (J_{13} - J_{15} gebr.)

$$L = L_2 = 18\mu\text{H}$$

$$\text{ESR}_L = 80\text{m}\Omega$$

$$K_1 = 0.261, K_2 = 0.92,$$

$$x = 1.21, y = 2.01$$

Eingangskondensator (J_{12} offen)

$$C_{\text{in}} = C_7 = 4.7\mu\text{F}$$

$$\text{ESR} = 5\text{m}\Omega$$

Ausgangskondensator (J_{16} offen, J_{17} gebr.)

$$C_{\text{out}} = C_{16} = 220\mu\text{F}$$

$$\text{ESR} = 25\text{m}\Omega$$

Antworten:

- Führt die Erhöhung der Schaltfrequenz zu größeren Verlusten?
 Ja Nein Hängt von der Eingangsspannung ab
 Andere: _____
- Wirkt sich die Zunahme der Stromwelligkeit bei höherer Schaltfrequenz auf die Gesamtverluste aus?
 Ja Nein Hängt von der Eingangsspannung ab
 Andere: _____



Erörterung

In Prüfung 1 haben wir den Zusammenhang zwischen dem Wirkungsgrad des Abwärtsreglers und den Laststrom- und Eingangsspannungswerten untersucht.

Der Wirkungsgrad des Abwärtsreglers sollte bei zunehmendem Laststrom abnehmen. Allerdings geschieht dies oberhalb eines bestimmten Laststrom-Schwellenwerts, der durch die Eingangsspannung sowie die Parameter der Bauteile, die sich auf die Verluste auswirken, bestimmt wird. Tatsächlich zeigen die *Verlustformeln* im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund*, dass die Verlustleistung der MOSFET-Gate-Ladung, des Induktorkerns und des IC nicht vom Laststrom abhängen, während alle anderen Verluste linear oder quadratisch zum Laststrom verlaufen und je nach den Bauteilparametern größer oder geringer sein können. Als Folge führen die Verluste, die nicht vom Laststrom abhängig sind, zu einer Abnahme des Wirkungsgrads, sobald der Laststrom unter einen bestimmten Schwellenwert fällt. Oberhalb dieses Laststrom-Schwellenwerts beobachten wir stattdessen bei zunehmendem Laststrom eine Abnahme des Wirkungsgrads, da die Verluste größer werden, die vom Laststrom abhängen.

Die Eingangsspannung wirkt sich in hohem Maß darauf aus, wie sich der Wirkungsgrad mit dem Laststrom ändert, da eine Erhöhung der Eingangsspannung zu einer Verringerung des Tastverhältnisses und einer anderen Verteilung des Stroms zwischen MOSFET und Diode führt. Darüber hinaus arbeitet der Abwärtsrichter bei hoher Eingangsspannung und niedrigem Laststrom im „Discontinuous Conduction Mode“. In diesem Betriebsmodus sind die Schaltverluste beim Einschalten des MOSFET vernachlässigbar, da der Baustein aktiviert wird, während der Strom zwischen Drain und Source null ist. Außerdem ändern sich die anderen Verlustbeiträge aufgrund unterschiedlicher Stromwellenformen, wie im Abschnitt *Experimentelle Oszilloskopkurven* in den Abbildungen 5 und 7 gezeigt wird. Die Verlustformeln für Abwärtsrichter im Discontinuous Conduction Mode sind im Dokument [1] zu finden. (Lesen Sie auch das *TI-PMLK Buck-Boost-Experimentierbuch*, das eingehende Informationen zum Analysieren der Verluste und des Wirkungsgrads von Schaltreglern im Discontinuous-Betriebsmodus enthält.)

In Prüfung 2 haben wir den Zusammenhang zwischen dem Wirkungsgrad des Abwärtsreglers und der Schaltfrequenz untersucht.

Die Schaltfrequenz hat einen vielfältigen Einfluss auf die Verluste der Leistungskomponenten, wie in den *Verlustformeln* im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* gezeigt. Tatsächlich nehmen die Schaltverluste des Leistungs-MOSFET bei einer höheren Schaltfrequenz zu. Die Schaltfrequenz wirkt sich auch auf die Induktorverluste aus, insbesondere auf die Kernverluste. Der Induktor-Rippelstrom wird ebenfalls durch die Schaltfrequenz beeinflusst, was sich wiederum auf die Kernverluste des Induktors sowie die Leitungsverluste des MOSFET und der Diode auswirkt. Im Allgemeinen verringert ein niedrigerer Rippelstrom die Verluste, die von ihm abhängen. Schließlich beeinflusst die Schaltfrequenz den Betrieb im Continuous Conduction Mode oder Discontinuous Conduction Mode, wie im Abschnitt *Experimentelle Oszilloskopkurven* in den Abbildungen 5 und 7 gezeigt wird. (In *Experiment 2* wird der Zusammenhang zwischen der Induktorstromwelligkeit und der Ausgangsspannungswelligkeit analysiert. In *Experiment 4* und in *Experiment 5* werden die Auswirkungen der Induktorsättigung auf die Wellenform und den Spitze-Spitze-Wert des Rippelstroms sowie auf den Strombegrenzungsbetrieb untersucht.)



Experimentelle Oszilloskopkurven

Die Diagramme in den Abbildungen 5 bis 8 zeigen einige Beispiele für die Wellenformen der Ausgangsspannung, des Induktorstroms und der Schaltknotenspannung des TPS54160-Abwärtsreglers unter verschiedenen Betriebsbedingungen.

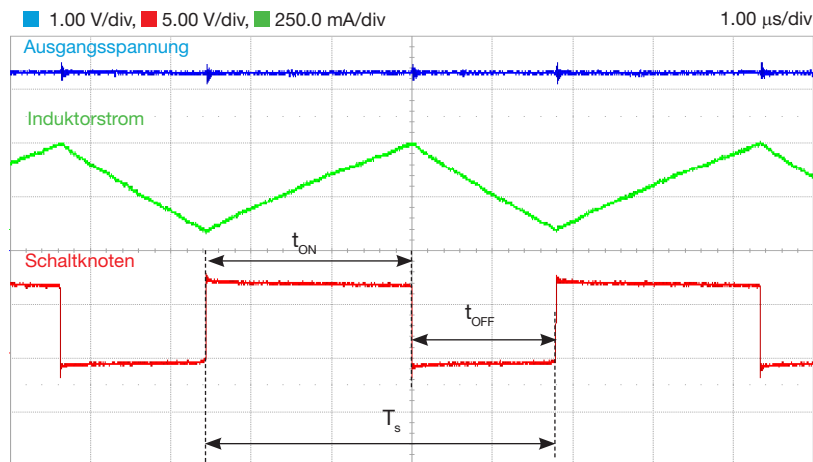


Abbildung 5. $V_{in}=6V$, $I_{out}=0.2A$, $f_s=250kHz$

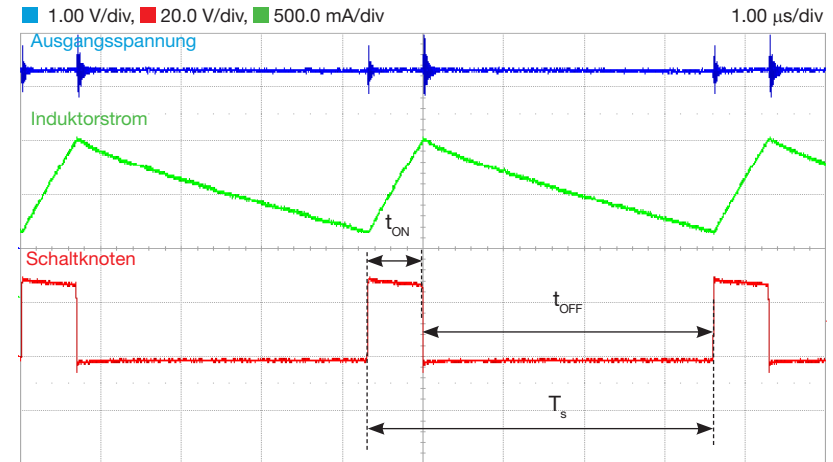


Abbildung 6. $V_{in}=24V$, $I_{out}=1A$, $f_s=250kHz$

Die Wellenformen in den Abbildungen 5 und 6 zeigen, dass die Ausgangsspannung V_{out} (blaue Kurve) bei einem Sollwert von 3,3 V gut geregelt wird, und zwar unabhängig von der Eingangsspannung. Ein hochfrequentes Überschwingen ist bei der Ausgangsspannung an den Schaltzeitpunkten zu beobachten, an denen die Schaltknotenspannung ⁽¹⁾ (rote Kurve) steigt (MOSFET EIN) und fällt (MOSFET AUS). Diese Schwingungen werden durch parasitäre L-C-Parameter des Platinenlayouts und der Spannungstastköpfe des Oszilloskops verursacht, die Resonanzkreise bilden, die durch den starken Anstieg und Abfall der Schaltknotenspannung erregt werden.

Die der Rechteckwelle der Schaltknotenspannung entsprechende rote Kurve zeigt deutlich, wie sich die Einschaltzeit t_{ON} und die Ausschaltzeit t_{OFF} des MOSFET ändern, während die Eingangsspannung zunimmt (vergleichen Sie Abbildung 5 mit Abbildung 6). Dies führt zu einer Verringerung des Tastverhältnisses D , die erforderlich ist, um die gewünschte Nennausgangsspannung sicherzustellen. Die grüne Kurve für den Induktorstrom weist die typische Dreieckswellenform auf, deren Spitze-zu-Spitze-Welligkeit in hohem Maß von der Eingangsspannung abhängig ist (die maximale Eingangsspannung führt zum höchsten Ripplestrom), was durch Vergleichen der Diagramme in den Abbildungen 5 und 6 beobachtet werden kann (beachten Sie die unterschiedlichen Skalen der beiden Abbildungen).

⁽¹⁾ Der Schaltknoten entspricht dem PH-Knoten (Testpin TP_9) im TPS54160-Schaltplan.



Experimentelle Oszilloskopkurven



Abbildung 7. $V_{in}=6V$, $I_{out}=0.1A$, $f_s=250kHz$

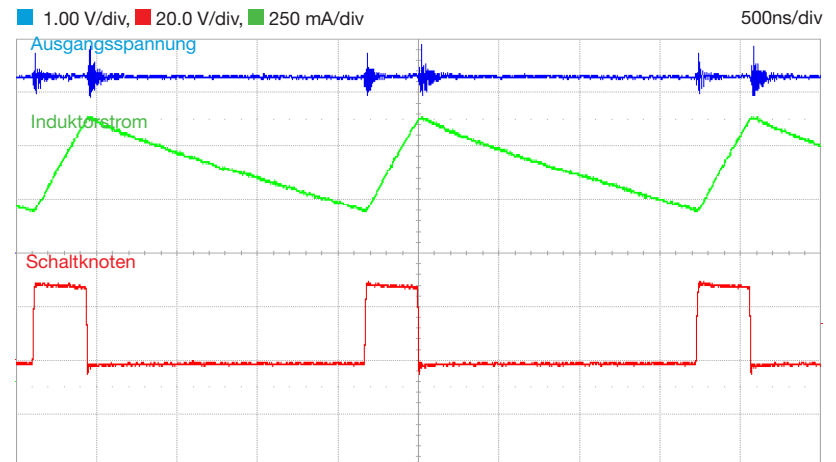


Abbildung 8. $V_{in}=24V$, $I_{out}=1A$, $f_s=500kHz$

In Abbildung 7 werden die Wellenformen der Ausgangsspannung (blaue Kurve), des Induktorstroms (grüne Kurve) und der Schaltknotenspannung (rote Kurve) dargestellt, wenn der Abwärtswandler im Discontinuous Conduction Mode arbeitet, was durch den sehr geringen Ausgangsstrompegel verursacht wird. In jeder Schaltperiode hört die Diode zu leiten auf, wenn der Induktorstrom auf null abfällt, und ein Überschwingen-Intervall ist zu beobachten, das endet, wenn der MOSFET zu Beginn der nächsten Schaltperiode einschaltet. Das Überschwingen tritt wegen eines Resonanzkreises auf, der durch den Induktor und die parasitären Kapazitäten des MOSFET und der Diode gebildet wird.

Durch den Vergleich der Kurven in Abbildung 8 mit denen in Abbildung 6 lassen sich die Auswirkungen der Erhöhung der Schaltfrequenz von 250 auf 500 kHz gut erkennen. Während das Tastverhältnis nahezu gleich ist (nur eine kleine Änderung aufgrund der unterschiedlichen Verluste), halbiert sich die Größe des Spitze-zu-Spitze-Rippelstroms.

Experiment 2

In diesem Experiment wird der Einfluss der Schaltfrequenz f_s sowie der Kapazität C und des Widerstands ESR der Eingangs- und Ausgangskondensatoren auf die Wellenformen des Abwärtsreglers im stationären Zustand analysiert. Dazu wird der Abwärtsregler TPS54160 verwendet.



Fallstudie

In diesem Experiment wird der Einfluss der Eigenschaften der Ausgangs- und Eingangskondensatoren sowie der Schaltfrequenz auf die Welligkeit der Ausgangsspannung und des Eingangsstroms analysiert.

Gegenstand der Untersuchung in diesem Experiment ist die Welligkeit der Ausgangsspannung und des Eingangsstroms des Abwärtsreglers. Abbildung 1 zeigt ein vereinfachtes Schaltbild des TPS54160-Abwärtsreglers, in dem die wichtigsten Spannungs- und Stromwellenformen hervorgehoben sind.

Der Eingangsstrom und die Ausgangsspannung eines DC-DC-Abwärtswandlers sollten idealerweise im stationären Zustand geglättet sein (wie bei LDO-Reglern). Allerdings beinhalten diese bei einem Abwärtswandler wie bei anderen Schaltnetzteiltopologien einen DC-Anteil (I_{in} und V_{out}) und eine AC-Welligkeit (ΔI_{in} und ΔV_{out}), deren Spitze-zu-Spitze-Größen in Abbildung 1 als ΔI_{inpp} und ΔV_{outpp} bezeichnet werden. Im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* wird erläutert, dass der Induktorstrom I_L eine Dreieckswellenform aufweist, deren Spitze-zu-Spitze-Wert ΔI_{pp} von der Eingangsspannung V_{in} , der Ausgangsspannung V_{out} , der Schaltfrequenz f_s und der Induktivität L abhängt. Diese Stromwelligkeit wird vom Ausgangskondensator C_{out} herausgefiltert und beeinflusst die Größe der Welligkeit der Ausgangsspannung ΔV_{outpp} . Der MOSFET-Strom hat dagegen eine trapezförmige Wellenform, deren Spitze-zu-Spitze-Wert von ΔI_{pp} und vom Laststrom I_{out} abhängt. Der MOSFET-Strom beeinflusst die Größe der Brummspannung des Eingangskondensators C_{in} und der Welligkeit des Eingangsstroms ΔI_{inpp} .

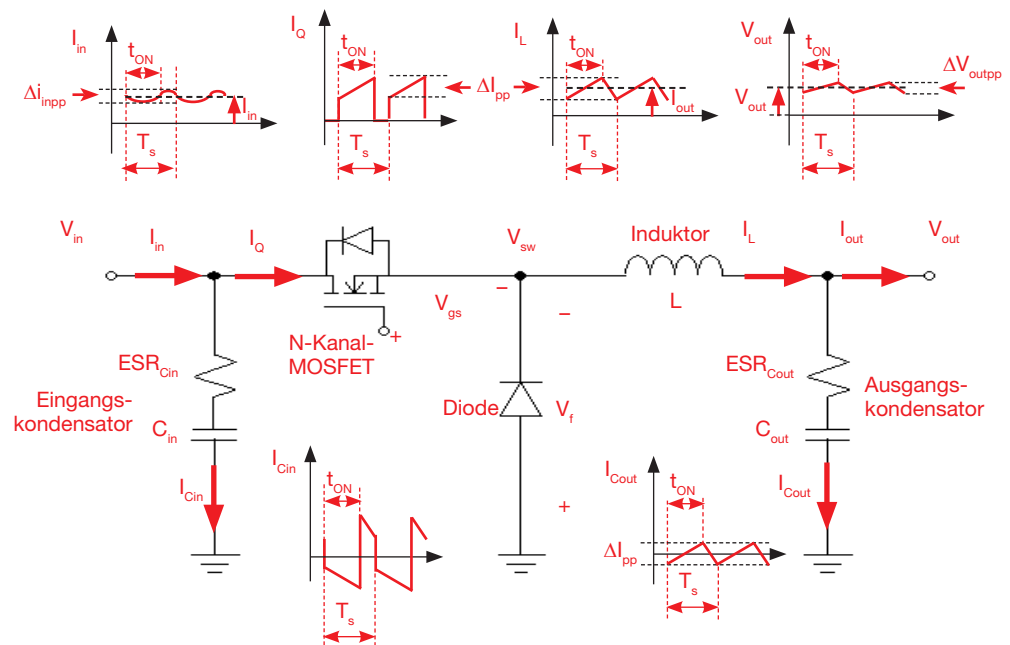


Abbildung 1: Vereinfachter Schaltplan des Abwärtswandlers

Prüfung 1: Wir messen die Welligkeit der Ausgangsspannung und des Eingangsstroms des Abwärtsreglers TPS54160 bei verschiedenen Eingangsspannungs-, Schaltfrequenz- und Laststromwerten.

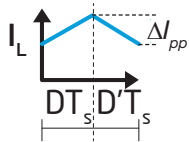
Prüfung 2: Wir wiederholen die Messungen von Prüfung 1 mit einer festen Schaltfrequenz, jedoch mit unterschiedlichen Kombinationen von Eingangs- und Ausgangskondensatoren.



Theoretischer Hintergrund

Die Eingangs- und Ausgangskondensatoren filtern das bei Schaltreglern während des Betriebs auftretende, hochfrequente Schaltrauschen heraus. Bei einem Abwärtsregler muss der Ausgangskondensator die Welligkeit des Induktorstroms (Dreieckwellenform) glätten und dafür sorgen, dass die Welligkeit der Ausgangsspannung in einem Bereich von ca. 1 bis 2 % des durchschnittlichen Gleichstromwerts liegt. Der Eingangskondensator muss hingegen die Welligkeit des MOSFET-Stroms (trapezförmige Wellenform) verringern und die Welligkeit des Eingangsstroms auf ca. 10 bis 20 % des durchschnittlichen Gleichstromwerts begrenzen. Die Wellenform und Größe des zu filternden Ripplestroms sowie die Kapazität C und der äquivalente Serienwiderstand (ESR) der Kondensatoren beeinflussen die Form und Größe der Welligkeit der gefilterten Ausgangsspannung und des Eingangsstroms. Die vereinfachten Formeln zur Analyse der Strom- und Spannungswelligkeit bei Abwärtswandlern im Continuous Conduction Mode sind nachfolgend zusammengefasst.

Ungesättigter Induktor

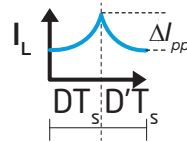


Wenn der Induktor nicht gesättigt ist, wird die Spitze-zu-Spitze-Stromwelligkeit ΔI_{pp} durch die Schaltfrequenz f_s , die Induktivität L und die Eingangsspannung $V_{in}^{(1)}$ entsprechend Formel (1) bestimmt:

$$^{(1)} D = V_{out} / V_{in}, D' = 1 - D$$

$$(1) \Delta I_{pp} = V_{out} D' / (f_s L)$$

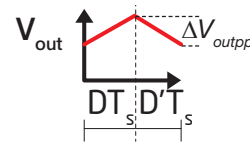
Gesättigter Induktor



Bei hohem Laststrom nimmt die Induktivität L wegen der magnetischen Kernsättigung ab, und die Spitze-zu-Spitze-Stromwelligkeit ΔI_{pp} nimmt gegenüber dem ungesättigten Zustand entsprechend der Formel (2) zu:

$$(2) \Delta I_{pp} > V_{out} D' / (f_s L)$$

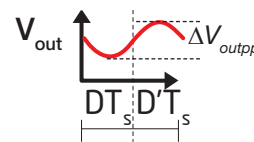
Ausgangskondensator mit hohem ESR



Bei Elektrolytkondensatoren ist der ESR in Bezug auf die Impedanz der Kapazität $1/(2\pi f_s C_{out})$ dominierend, und die Spannungswelligkeit wird durch den ESR und die Stromwelligkeit ΔI_{pp} entsprechend Formel (3) bestimmt:

$$(3) \Delta V_{outpp} = ESR \Delta I_{pp}$$

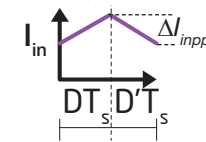
Ausgangskondensator mit geringem ESR



Bei Keramik Kondensatoren ist der ESR sehr gering, und die Welligkeit der Ausgangsspannung wird durch die Schaltfrequenz f_s , die Kapazität C_{out} und die Stromwelligkeit ΔI_{pp} entsprechend Formel (4) bestimmt:

$$(4) \Delta V_{outpp} = \Delta I_{pp} / (8 f_s C_{out})$$

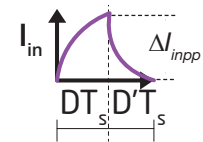
Eingangskondensator mit hoher Kapazität



Wenn der Eingangskondensator richtig dimensioniert ist, wird die Welligkeit des Eingangsstroms durch die Schaltfrequenz f_s , die Kapazität C_{in} des Eingangskondensators, den Laststrom I_{out} und die Eingangsspannung $V_{in}^{(1)}$ entsprechend Formel (5) bestimmt:

$$(5) \Delta I_{inpp} = I_{out} D' / (f_s C_{in})$$

Eingangskondensator mit geringer Kapazität



Wenn die Kapazität des Eingangskondensators zu klein ist, hängt die Spitze-zu-Spitze-Größe der Welligkeit des Eingangsstroms vom Laststrom und von der Induktorstromwelligkeit ΔI_{pp} entsprechend Formel (6) ab:

$$(6) \Delta I_{inpp} = I_{out} + \Delta I_{pp} / 2$$

Wissenswertes

Die Wellenformen der Spannungs- und Stromwelligkeit können sich aufgrund von Folgendem ändern:

- Wandler läuft im Discontinuous Conduction Mode (niedriger I_{out}) [1][3]
- Verhältnis zwischen dem ESR und der Kapazität C der Kondensatoren [4]
- Abhängigkeit des ESR und der Kapazität C von Frequenz, Betriebstemperatur, Betriebsspannung, Toleranz und Alterung (*nähere Informationen sind auf den Websites der Kondensatorhersteller in den entsprechenden Datenblättern zu finden*)
- Hochfrequente Schwingungen aufgrund parasitärer Induktivitäten des Netzgeräts, der Leiterbahnen und der Kondensatoren [3][5]
- Sonderfunktionen des Reglers (*der TPS54160 verfügt über spezielle Betriebsmodi, um bei geringer Last den Wirkungsgrad zu verbessern. Weitere Informationen zum Betrieb und zu den Leistungsmerkmalen des TPS54160 sind in [5] zu finden.*)



Versuchsaufbau: Konfiguration

Für dieses Experiment werden folgende Geräte benötigt: ein GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄT, ein OSZILLOSKOP und EINE ELEKTRONISCHE GLEICHSPANNUNGSLAST. Wie die Geräte verbunden werden, wird in Abbildung 2 gezeigt. Gehen Sie wie auf der nächsten Seite beschrieben vor, um die **Verbindungen** herzustellen.

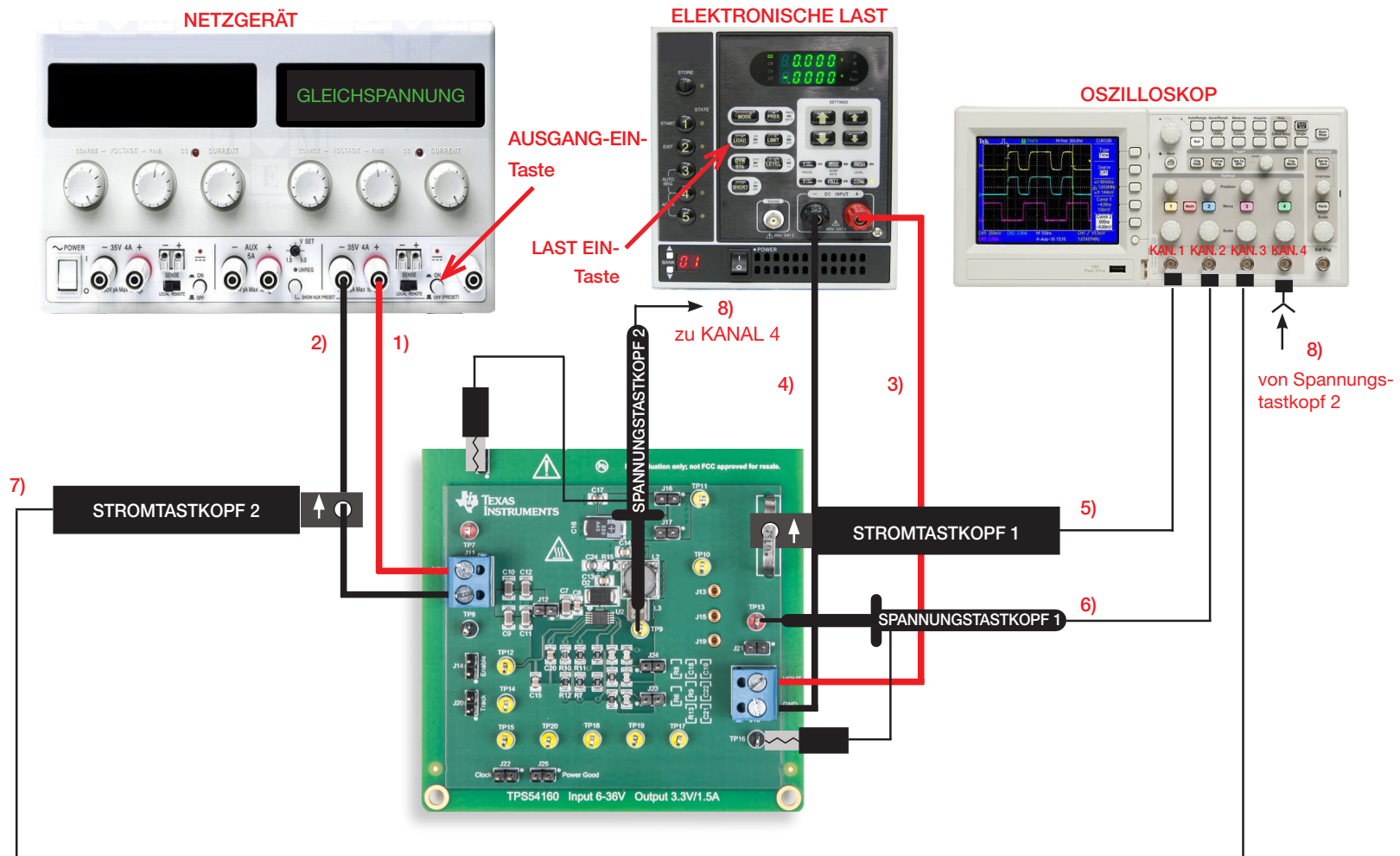


Abbildung 2. Versuchsaufbau



Versuchsaufbau: Anleitung

Vergewissern Sie sich, dass alle Geräte ausgeschaltet sind, und stellen Sie die folgenden **Verbindungen** her:

- 1) Verbinden Sie den PLUS-AUSGANG (ROT) des NETZGERÄTS mit dem EINGANG (VIN) der Schraubklemme J_{11} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 2) Verbinden Sie den MINUS-AUSGANG (SCHWARZ) des NETZGERÄTS mit der MASSE (GND) der Schraubklemme J_{11} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 3) Verbinden Sie den Ausgang (VOUT) der Schraubklemme J_{18} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine mit dem PLUS-EINGANG (ROT) der ELEKTRONISCHEN LAST.
- 4) Verbinden Sie den MINUS-EINGANG (SCHWARZ) der ELEKTRONISCHEN LAST mit der MASSE (GND) der Schraubklemme J_{18} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 5) Schließen Sie einen Stromtastkopf an Kanal 1 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den Messwiderstand R_s der TPS54160-Abwärtsreglerplatine
[**HINWEIS:** Achten Sie darauf, dass der Pfeil auf den Tastkopfklemmen dem Stromfluss vom Induktor zum Ausgangskondensator entspricht.]
- 6) Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 2 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie dessen Spitze (Plus) an den TESTPIN TP_{13} und dessen Krokodilklemme (Masse) an den TESTPIN TP_{16} , um die Ausgangsspannung des TPS54160-Abwärtsreglers zu messen.
[**WARNUNG:** AUF KEINEN FALL den Plus- und den Masseanschluss des Spannungstastkopfes vertauschen.]
- 7) Schließen Sie einen Stromtastkopf an Kanal 3 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an das Kabel, das den MINUS-AUSGANG (SCHWARZ) des NETZGERÄTS mit der MASSE (GND) der Schraubklemme J_{11} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine verbindet.
[**HINWEIS:** Achten Sie darauf, dass der Pfeil auf den Tastkopfklemmen dem Stromfluss zum NETZGERÄT entspricht.]
- 8) Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 4 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den TESTPIN TP_9 (Schaltknotenspannung) der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.



Prüfung 1: Vorbereitung und Verfahren

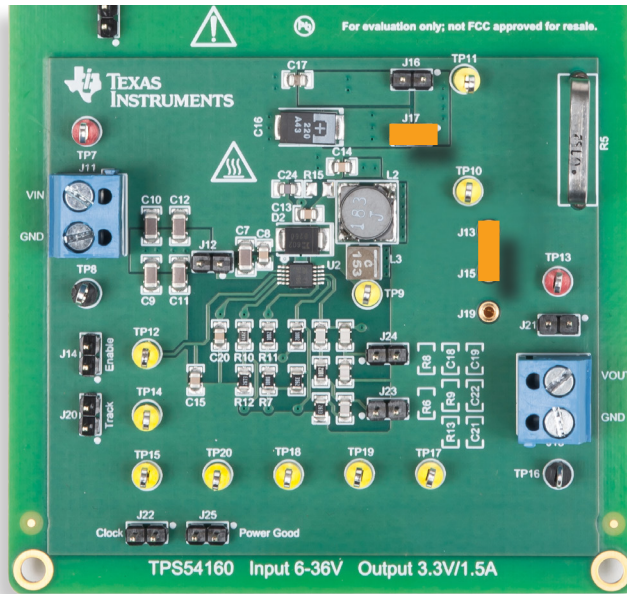


Abbildung 3: TPS54160-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 1

Anfängliche Jumperkonfiguration (siehe Abbildung 3):

- **J₁₃-J₁₅ gebrückt** → Induktor L₂ (18 μH, Ferrit) verbunden
- **J₁₇ gebrückt** → Ausgangskondensator C₁₆ (220 μF) verbunden
- **J₁₄ offen** → Internes Signal aktiviert
- **J₂₀ offen** → Internes Softstartsignal aktiviert
- **J₂₁ offen** → Ausgangskondensator verbunden mit Spannungssensor R₆-R₈
- **J₁₂ offen** → Eingangskondensatoren C₉ - C₁₂ (4 x 4.7 μF) getrennt
- **J₁₆ offen** → Ausgangskondensator C₁₇ (10 μF) getrennt
- **J₂₂ offen** → Schaltfrequenz $f_s = 250 \text{ kHz}$
- **J₂₅ offen** → Power-Good-Signal aktiviert
- **J₂₃ UND J₂₄ offen** → Kompensation für Ausgangskondensator C₁₆ (220 μF)

Prüfverfahren:

- 1) Das OSZILLOSKOP einschalten, KANAL 1 und KANAL 3 auf DC 50 Ω-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2 und KANAL 4 auf DC 1 MΩ-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 4 als Trigger-Quelle auswählen und die Stromtastköpfe entmagnetisieren, um mögliche Gleichstrom-Vorspannung zu beseitigen.
- 2) Das Netzgerät einschalten (die Taste „AUSGANG EIN“ muss in der Stellung OFF sein), dann die Spannung auf den Anfangswert 6 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1 A einstellen.
- 3) Die elektronische Last einschalten (die Taste „LAST EIN“ muss in der Stellung OFF sein), den KONSTANTSTROMMODUS für die ELEKTRONISCHE LAST konfigurieren und den Strom auf 0.15 A einstellen.
- 4) Die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollten die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsspannung) des Oszilloskops als flache horizontale Linie bei 3.3 V und die Kurve von KANAL 4 (Schaltknotenspannung) als Rechteckwelle, die zwischen der Eingangsspannung und einer geringen negativen Spannung schwingt, angezeigt werden (wenn die Wellenformen nicht diesen Angaben entsprechen, die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 5) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen und KANAL 2 des OSZILLOSKOPS auf AC 1 MΩ-Kopplungsmodus einstellen. Nun sollten die Kurve von KANAL 1 (Induktorstrom) des Oszilloskops als dreieckförmige Wellenform mit 0.15 A Durchschnittswert, die Kurve von KANAL 3 (Eingangsstrom) als fast dreieckförmige Wellenform und die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsspannung) als Wellenform, die um 0 V schwingt, angezeigt werden (die vertikale Skala von KANAL 2 auf 10 oder 20 mV/Div einstellen, um eine gute Darstellung zu erhalten. Wenn die angezeigten Wellenformen und Werte deutlich von diesen Angaben abweichen, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 6) Die Spitze-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung und des Eingangstroms ablesen und die Werte in Tabelle 1 eintragen. Danach diesen Schritt für alle in Tabelle 1 angegebenen Laststrom- und Eingangsspannungswerte wiederholen (die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS und die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST müssen zum Ändern von Eingangsspannung und Laststrom nicht in die Stellung OFF gebracht werden).
- 7) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen, den Jumper J₁₉ überbrücken, um die Schaltfrequenz auf $f_s = 500 \text{ kHz}$ einzustellen, und die Schritte 4) bis 6) wiederholen.
- 8) Nach den Messungen die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 1: Messungen und Berechnungen

- Die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung ΔV_{outpp} und des Eingangsstroms ΔI_{inpp} messen und in die Tabelle 1 eintragen.
- Die Ergebnisse analysieren, die Fragen beantworten und die Beobachtungen anhand der Welligkeitsformeln und Informationen im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* erläutern.

Tabelle 1. Gemessene Welligkeit der Ausgangsspannung und des Eingangsstroms des Abwärtsreglers TPS54160 bei verschiedenen Eingangsspannungs-, Laststrom- und Schaltfrequenzwerten.

(1) ΔV_{outpp}	(2) ΔI_{inpp}	J_{22} offen ($f_s = 250\text{kHz}$)						J_{22} gebr. ($f_s = 500\text{kHz}$)					
		$I_{\text{out}}=0.15\text{A}$		$I_{\text{out}}=0.5\text{A}$		$I_{\text{out}}=1.5\text{A}$		$I_{\text{out}}=0.15\text{A}$		$I_{\text{out}}=0.5\text{A}$		$I_{\text{out}}=1.5\text{A}$	
$V_{\text{in}}=6\text{V}$		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{\text{in}}=18\text{V}$		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{\text{in}}=36\text{V}$		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)

MOSFET (TPS54160)

$R_{\text{ds}}=180\text{m}\Omega$,
 $Q_g=3\text{nC}$, $\alpha_{\text{sw}}=0.25\text{ns/V}$,
 $t_{\text{sw}}=\alpha_{\text{sw}} V_{\text{IN}}$
 $V_{\text{dr}}=6\text{V}$

Strommessung

$R_{\text{sns}}=R_{\text{ds}}$

IC

$I_{\mu}=116\mu\text{A}$

Gleichrichter

$V_f = 350\text{mV}$ bei 0.1A
 $V_f = 550\text{mV}$ bei 1.5A

Induktor (J_{13} – J_{15} gebr.)

$L=L_2=18\mu\text{H}$
 $\text{ESR}_L=80\text{m}\Omega$
 $K_1=0.261$, $K_2=0.92$,
 $x=1.21$, $y=2.01$

Eingangskondensator (J_{12} offen)

$C_{\text{in}}=C_7=4.7\mu\text{F}$
 $\text{ESR}=5\text{m}\Omega$

Ausgangskondensator (J_{16} offen, J_{17} gebr.)

$C_{\text{out}}=C_{16}=220\mu\text{F}$
 $\text{ESR}=25\text{m}\Omega$

Antworten:

- Nimmt die Welligkeit der Ausgangsspannung bei steigendem Laststrom zu?
 Ja
 Nein
 Hängt von der Eingangsspannung ab
- Nimmt die Welligkeit des Eingangsstroms bei steigender Eingangsspannung zu?
 Ja
 Nein
 Hängt vom Laststrom ab
- Nehmen die Welligkeiten bei der höheren Schaltfrequenz zu?
 Ja
 Nein
 Hängt von Eingangsspannung und Laststrom ab
- Wie sieht die Wellenform der Ausgangsspannungswelligkeit aus?
 Dreieckig
 Fast sinusförmig
 Andere: _____



Prüfung 2: Vorbereitung und Verfahren

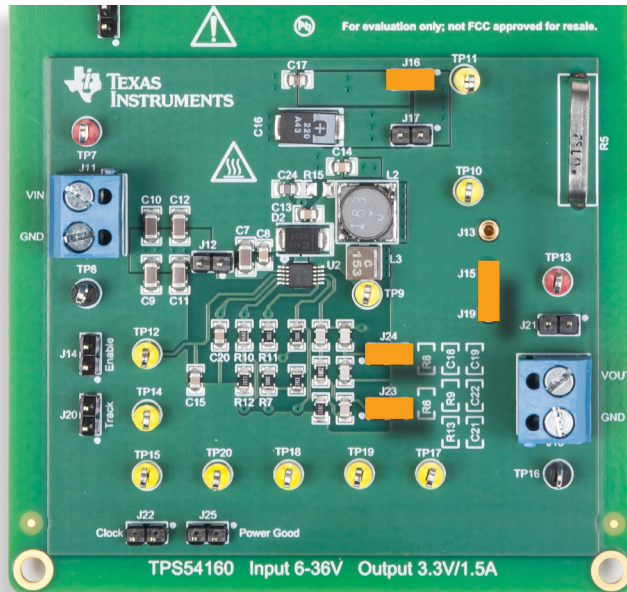


Abbildung 4: TPS54160-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 2

Jumperkonfiguration (siehe Abbildung 4):

- **J₁₅-J₁₉ gebrückt** → Induktor L₃ (15 μ H, Pulver) verbunden
- **J₁₇ offen** → Ausgangskondensator C₁₆ (220 μ F) getrennt
- **J₁₄ offen** → Internes Signal aktiviert
- **J₂₀ offen** → Internes Softstartsignal aktiviert
- **J₂₁ offen** → Ausgangskondensator verbunden mit Spannungssensor R₆-R₈
- **J₁₂ offen** → Eingangskondensatoren C₉ - C₁₂ (4 x 4.7 μ F) getrennt
- **J₂₂ offen** → Schaltfrequenz $f_s = 250$ kHz
- **J₂₅ offen** → Power-Good-Signal aktiviert
- **J₁₆ gebrückt** → Ausgangskondensator C₁₇ (10 μ F) verbunden
- **J₂₃ UND J₂₄ gebrückt** → Kompensation für Ausgangskondensator C₁₇ (10 μ F)

[HINWEIS: Die obige Konfiguration entspricht Fall (a) in Tabelle 2.]

Prüfverfahren:

- 1) Das OSZILLOSKOP einschalten, KANAL 1 und KANAL 3 auf DC 50 Ω -Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2 und KANAL 4 auf DC 1 M Ω -Kopplungsmodus einstellen, KANAL 4 als Trigger-Quelle auswählen und die Stromtastköpfe entmagnetisieren, um mögliche Gleichstrom-Vorspannung zu beseitigen.
- 2) Das NETZGERÄT einschalten (die Taste „AUSGANG EIN“ muss in der Stellung OFF sein), dann die SPANNUNG auf den Anfangswert 6 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1 A einstellen.
- 3) Die ELEKTRONISCHE LAST einschalten (die Taste „LAST EIN“ muss in der Stellung OFF sein), den KONSTANTSTROMMODUS für die ELEKTRONISCHE LAST konfigurieren und den Strom auf 0.15 A einstellen.
- 4) Die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollten die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsspannung) des Oszilloskops als flache horizontale Linie bei 3.3 V und die Kurve von KANAL 4 (Schaltknotenspannung) als Rechteckwelle, die zwischen der Eingangsspannung und einer geringen negativen Spannung schwingt, angezeigt werden (wenn die Wellenformen nicht diesen Angaben entsprechen, die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 5) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen und KANAL 2 des OSZILLOSKOPS auf AC 1 M Ω -Kopplungsmodus einstellen. Nun sollten die Kurve von KANAL 1 (Induktorstrom) des Oszilloskops als dreieckförmige Wellenform mit 0.15 A Durchschnittswert, die Kurve von KANAL 3 (Eingangstrom) als fast dreieckförmige Wellenform und die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsspannung) als Wellenform, die um 0 V schwingt, angezeigt werden (die vertikale Skala von KANAL 2 auf 10 oder 20 mV/Div einstellen, um eine gute Darstellung zu erhalten. Wenn die angezeigten Wellenformen und Werte deutlich von diesen Angaben abweichen, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 6) Die Spitze-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung und des Eingangstroms ablesen und die Werte in Tabelle 2 eintragen. Danach diesen Schritt für alle in Tabelle 2 angegebenen Laststrom- und Eingangsspannungswerte wiederholen (die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS und die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST müssen zum Ändern von Eingangsspannung und Laststrom nicht in die Stellung OFF gebracht werden).
- 7) Die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS und die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung OFF bringen, die Jumper für Fall (b) in Tabelle 2 konfigurieren und die Schritte 4) bis 6) wiederholen.
- 8) Nach den Messungen die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 2: Messungen und Berechnungen

- Die Welligkeit der Ausgangsspannung ΔV_{outpp} und des Eingangsstroms ΔI_{inpp} messen und die Werte in die Tabelle 2 eintragen.
- Die theoretischen Werte für die Welligkeit der Ausgangsspannung ΔV_{outpp} und des Eingangsstroms ΔI_{inpp} mit den Formeln im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* berechnen und in die Tabelle 2 eintragen. **[HINWEIS:** Die Werte von Tastverhältnis D und Schaltfrequenz f_s verwenden, die mithilfe der Kurve der Schaltknotenspannung (KANAL 4 des Oszilloskops) wie in *Experiment 1* gemessen wurden.]
- Die in Tabelle 2 eingetragenen Ergebnisse analysieren und vergleichen, die Fragen beantworten und die Beobachtungen anhand der Welligkeitsformeln und Informationen im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* erläutern.

Tabelle 2: Gemessene und berechnete Welligkeit der Ausgangsspannung und des Eingangsstroms des Abwärtsreglers TPS54160 bei verschiedenen Laststrom- und Eingangsspannungswerten sowie Kapazitätswerten der Eingangs- und Ausgangskondensatoren.

(1) $\Delta V_{\text{outpp exp}}$	(2) $\Delta I_{\text{inpp exp}}$	Fall (a) $C_{\text{out}}=C_{17}=10\mu\text{F}, C_{\text{in}}=C_7=4.7\mu\text{F}$						Fall (b) $C_{\text{out}}=C_{16}=220\mu\text{F}, C_{\text{in}} = \text{Parallelschaltung von } C_7\dots C_{12} = 23.5\mu\text{F}$					
		$I_{\text{out}}=0.15\text{A}$		$I_{\text{out}}=0.5\text{A}$		$I_{\text{out}}=1.5\text{A}$		$I_{\text{out}}=0.15\text{A}$		$I_{\text{out}}=0.5\text{A}$		$I_{\text{out}}=1.5\text{A}$	
(3) $\Delta V_{\text{outpp theo}}$	(4) $\Delta I_{\text{inpp theo}}$	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{\text{in}}=6\text{V}$	(1)												
	(3)												
$V_{\text{in}}=18\text{V}$	(1)												
	(3)												
$V_{\text{in}}=36\text{V}$	(1)												
	(3)												

Induktor:

$J_{15}\text{--}J_{19}$ gebr.:
 $L = L_3 = 15 \mu\text{H}$, ESR = 100 m Ω

Eingangskondensator:

J_{12} offen: $C_{\text{in}} = C_7 = 4.7 \mu\text{F}$, ESR = 10 m Ω
 J_{12} gebr.: $C_{\text{in}} = \text{Parallelschaltung von } C_7, \dots, C_{12}$

Ausgangskondensator:

J_{16} gebr., J_{17} offen: $C_{\text{out}} = C_{17} = 10 \mu\text{F}$, ESR = 5 m Ω
 J_{16} offen, J_{17} gebr.: $C_{\text{out}} = C_{16} = 220 \mu\text{F}$, ESR = 25 m Ω

Schaltfrequenz:

J_{22} gebr.: $f_s = 500 \text{ kHz}$
 J_{22} offen: $f_s = 250 \text{ kHz}$

Antworten:

- Geben Sie die Eingangsspannungsbedingung an, die zu den höchsten Spitze-zu-Spitze-Welligkeiten führt:
 - $\Delta I_{\text{ppmax}}: V_{\text{in}} = \underline{\hspace{2cm}}$
 - $\Delta V_{\text{outppmax}}: V_{\text{in}} = \underline{\hspace{2cm}}$
 - $\Delta I_{\text{inppmax}}: V_{\text{in}} = \underline{\hspace{2cm}}$
- Geben Sie den Ausgangskondensator an, der die geringste Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung unter den in Tabelle 2 genannten Schaltfrequenz- und Eingangsspannungsbedingungen sicherstellt, und erläutern Sie Ihre Ergebnisse:



Erörterung

In Prüfung 1 haben wir den Zusammenhang zwischen den Betriebsbedingungen und der Welligkeit des Eingangsstroms und der Ausgangsspannung untersucht.

Die Welligkeitsformeln (1)–(6) im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* untermauern den Einfluss der Eingangsspannung V_{in} , des Laststroms I_{out} und der Schaltfrequenz f_s auf die Welligkeit des Induktorstroms, der Ausgangsspannung und des Eingangsstroms.

Insbesondere ist zu erkennen, dass die Eingangsspannung und die Schaltfrequenz f_s einen großen Einfluss auf die Welligkeit des Induktorstroms haben. Entsprechend der Formel (1) für den ungesättigten Induktor nimmt die Welligkeit zu, wenn die Eingangsspannung erhöht und die Schaltfrequenz verringert wird. Der Laststrom wirkt sich hingegen sehr wenig auf die Welligkeit des Induktorstroms aus. In der Theorie sollte die Welligkeit des Induktorstroms unempfindlich gegenüber dem Laststrom sein, wie in Formel (1) gezeigt. Wenn jedoch der Laststrom zunimmt, kann es zu einer Erhöhung des Tastverhältnisses kommen, um die größeren Verluste zu kompensieren. Dies kann zu einer geringfügigen Änderung der Stromwelligkeit entsprechend der Welligkeitsformel führen.

Schließlich kann anhand von Formel (5), die für einen richtig dimensionierten Eingangskondensator und eine vernachlässigbare Eingangsleitungsinduktivität gilt, festgestellt werden, dass die Welligkeit des Eingangsstroms proportional zum Laststrom und umgekehrt proportional zur Schaltfrequenz verläuft sowie ein Maximum aufweist, wenn das Tastverhältnis D 0.5 beträgt (wenn also die Eingangsspannung doppelt so groß wie die Ausgangsspannung ist). Die experimentellen Wellenformen des Eingangsstroms in den Abbildungen 5, 6 und 8 werden durch die Eingangsleitungsinduktivität beeinflusst. Wenn die Eingangsleitungsinduktivität nicht vernachlässigbar ist, gilt die Formel (5) nicht, und es ist eine genauere Schaltungsanalyse erforderlich, um eine geeignete Welligkeitsformel zu erhalten.

In Prüfung 2 haben wir den Zusammenhang zwischen den Eigenschaften der Kondensatoren und der Welligkeit des Eingangsstroms und der Ausgangsspannung untersucht.

Die Welligkeitsformeln im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* zeigen, dass sich eine Erhöhung der Kapazität im Allgemeinen positiv auf die Verringerung der Welligkeit der Ausgangsspannung und des Eingangsstroms auswirkt. Außerdem ist zu beobachten, dass das Ändern der Art des Ausgangskondensators (elektrolytisch zu Keramik) Auswirkungen auf die Wellenform der Welligkeit der Ausgangsspannung hat, wie in den experimentellen Beispielkurven in den Abbildungen 5 und 6 dargestellt. Bei Elektrolytkondensatoren ist die Spannungswelligkeit nahezu trapezförmig und nicht rein dreieckig, wie in der vereinfachten Wellenform in der Abbildung zu Formel (3) im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* dargestellt.

Die Empfindlichkeit der Welligkeit der Ausgangsspannung gegenüber den Betriebsparametern ist bei Elektrolytkondensatoren (hoher ESR) und Keramikkondensatoren (niedriger ESR) sehr unterschiedlich. Die Welligkeitsformel (3) im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* zeigt, dass die Spannungswelligkeit von Elektrolytkondensatoren lediglich proportional zur Welligkeit des Induktorstroms ist. Also gilt was wir über die Induktorstromwelligkeit gesagt haben auch für die Ausgangsspannungswelligkeit. Aus der Welligkeitsformel (4) geht hervor, dass Keramikkondensatoren eine viel stärkere Empfindlichkeit in Bezug auf die Schaltfrequenz aufweisen: Bei einer Verdoppelung der Schaltfrequenz wird die Welligkeit geviertelt, während sie bei einem Elektrolytkondensator halbiert wird (siehe Abbildung 7 und 8). Die Empfindlichkeit der Welligkeit der Ausgangsspannung gegenüber dem Laststrom ist mit der Empfindlichkeit der Welligkeit des Induktorstroms identisch.

Die bei den Ein- und Ausschaltzeitpunkten des MOSFET zu beobachtenden scharfen Flanken werden durch die Streuinduktivität der Elektrolytkondensatoren verursacht. Keramikkondensatoren weisen dagegen sehr niedrige ESR- und Streuinduktivitätswerte auf. Daher sieht die Wellenform ihrer Spannungswelligkeit wie die vereinfachte Wellenform in der Abbildung zu Formel (4) aus.

Der Einfluss des Ausgangskondensators auf die Abwärtsstellerleistung ist nicht auf den Betrieb im stationären Zustand beschränkt. *Experiment 3* befasst sich mit dem Einfluss des Ausgangskondensators auf das dynamische Einschwingverhalten des Abwärtsreglers.



Experimentelle Oszilloskopkurven

Die Diagramme in den Abbildungen 5 bis 8 zeigen einige Beispiele für die Wellenformen der Ausgangsspannung, des Eingangsstroms und der Schaltknotenspannung des TPS54160-Abwärtsreglers unter verschiedenen Betriebsbedingungen.

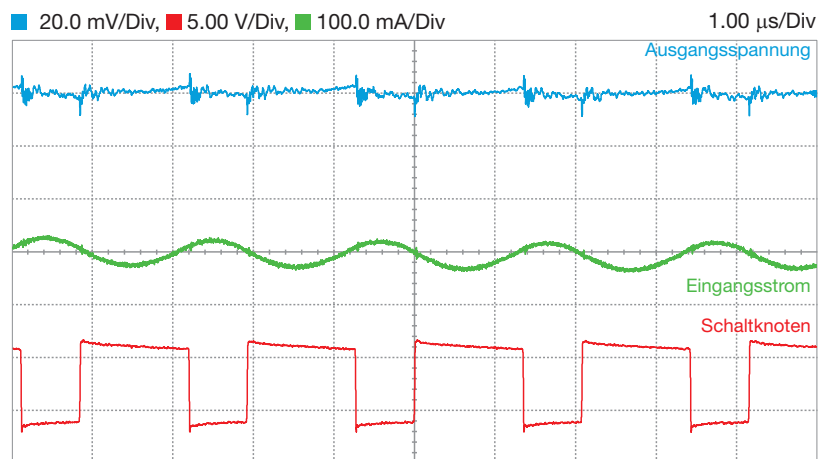


Abbildung 5: $V_{in} = 6\text{ V}$, $I_{out} = 1.5\text{ A}$, $f_s = 500\text{ kHz}$, $C_{out} = 220\text{ }\mu\text{F}$ (Elko)

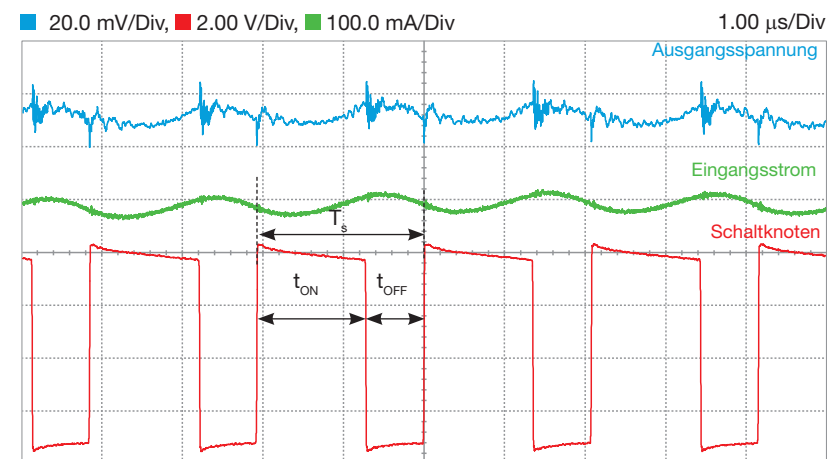


Abbildung 6: $V_{in} = 6\text{ V}$, $I_{out} = 1.5\text{ A}$, $f_s = 500\text{ kHz}$, $C_{out} = 10\text{ }\mu\text{F}$ (Keramikkondensator)

Die Kurven in den Abbildungen 5 und 6 zeigen die Welligkeit der Ausgangsspannung (blaue Kurve) bei einem Elektrolyt- bzw. Keramikausgangskondensator. Ein Überschwingen ist bei der Ausgangsspannung an den MOSFET-Schaltzeitpunkten zu beobachten, an denen die Schaltknotenspannung⁽¹⁾ (rote Kurve) steigt (MOSFET EIN) und fällt (MOSFET AUS). Diese Schwingungen werden durch parasitäre L-C-Parameter des Platinenlayouts und der Spannungstastköpfe des Oszilloskops verursacht, die Resonanzkreise bilden, die durch den starken Anstieg und Abfall der Schaltknotenspannung erregt werden.

Die erweiterte rote Kurve mit dem Rechtecksignal der Schaltknotenspannung in Abbildung 6 zeigt, dass die Wellenform während der Ein- (ON) und Ausschaltzeiten (OFF) des MOSFET nicht flach verläuft. Die Steigung der Schaltknotenspannung während der Einschaltzeiten wird durch den sofortigen Spannungsabfall über den Kanalwiderstand des MOSFET verursacht, dessen Größe zunimmt, während der ansteigende Induktorstrom durch diesen fließt. Die Steigung der Schaltknotenspannung während der Ausschaltzeiten wird durch den sofortigen Durchlassspannungsabfall der Diode verursacht, dessen Größe abnimmt, während der abnehmende Induktorstrom durch diese fließt.

Die grüne Kurve für den Eingangsstrom weist die typische Wellenform auf, wenn der Eingangskondensator ausreichend groß ist. Die Spitze-zu-Spitze-Größe dieser Stromwelligkeit wird auch durch die Streuinduktivität der Verbindungskabel zwischen Netzgerät und Platine sowie durch die Ausgangsimpedanz des Netzgeräts selbst beeinflusst.

⁽¹⁾ Der Schaltknoten entspricht dem PH-Knoten (Testpin TP_9) im TPS54160-Schaltplan.



Experimentelle Oszilloskopkurven

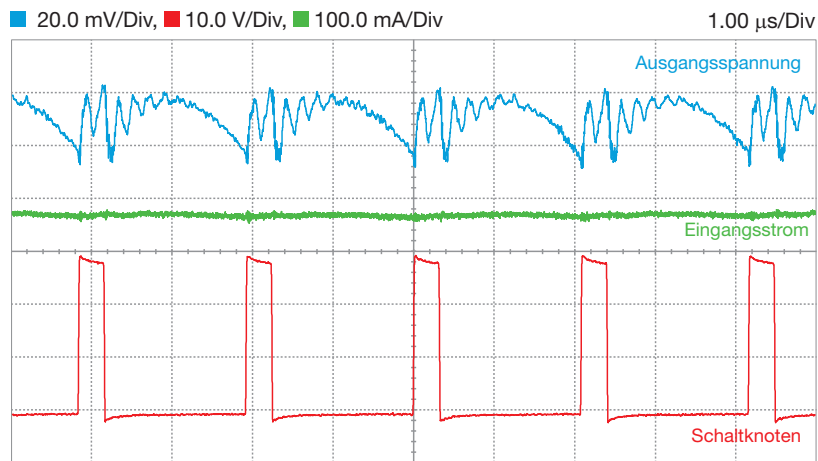


Abbildung 7: $V_{in} = 24$ V, $I_{out} = 0.4$ A, $f_s = 500$ kHz, $C_{out} = 10$ μ F (Keramikkondensator)

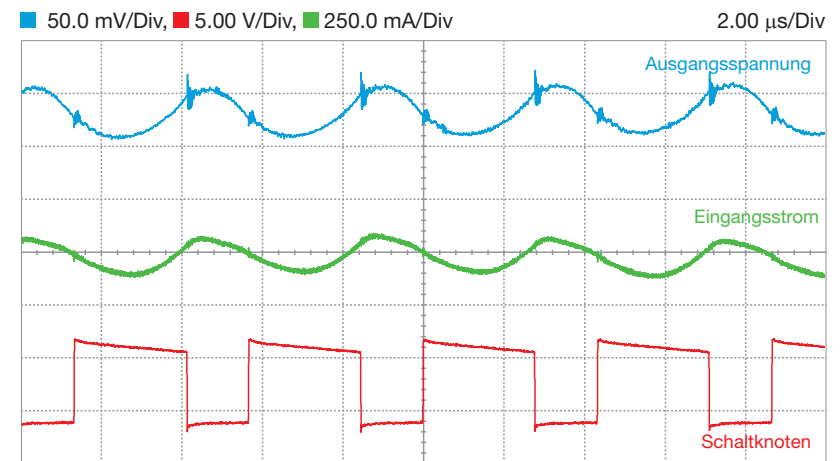


Abbildung 8: $V_{in} = 6$ V, $I_{out} = 1.5$ A, $f_s = 250$ kHz, $C_{out} = 10$ μ F (Keramikkondensator)

Die Kurven in den Abbildungen 7 und 8 zeigen die kombinierten Auswirkungen der Eingangsspannung und der Schaltfrequenz auf die Welligkeit der Ausgangsspannung bei einem Keramikkondensator. Die Erhöhung der Schaltfrequenz von 250 auf 500 kHz (2x) hat eine starke Auswirkung auf die Welligkeitsreduktion, und das trotz der Steigerung der Eingangsspannung von 6 V auf 24 V (4x, siehe Welligkeitsformeln im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund*).

Experiment 3

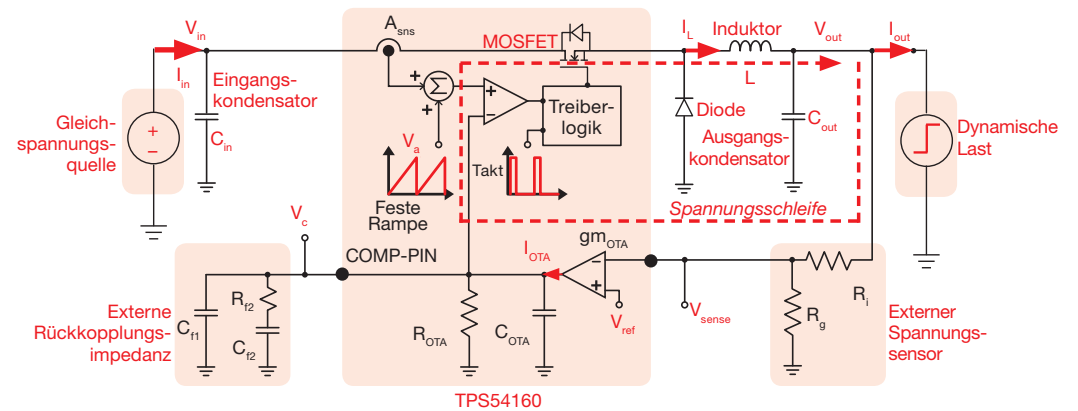
In diesem Experiment wird der Einfluss der Spannungsschleifen-Rückkopplungskompensation auf das Einschwingverhalten unter Last eines im Strommodus gesteuerten Abwärtsreglers analysiert. Dazu wird der Abwärtsregler TPS54160 verwendet.



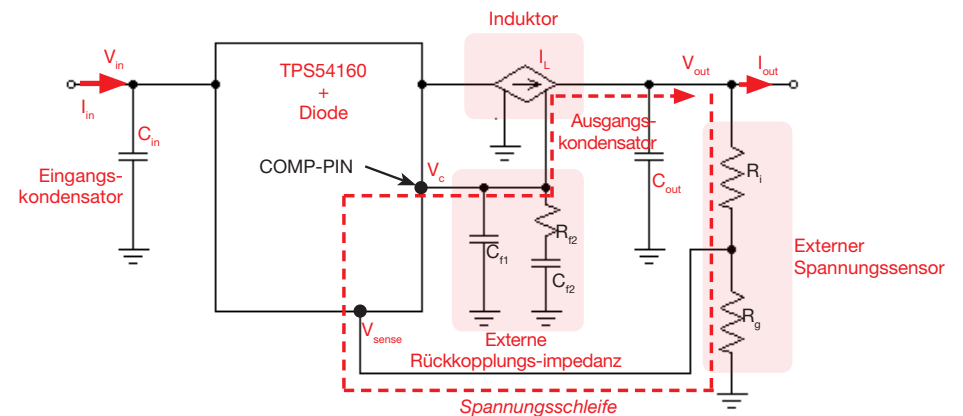
Fallstudie

In diesem Experiment wird der Einfluss der Rückkopplungskompensation auf das Lasteinschwingverhalten eines Abwärtsreglers im Strommodus analysiert.

Abbildung 1(a) zeigt den Schaltplan des Abwärtsreglers TPS54160 einschließlich der Grundelemente des Schaltkreises zur Spitzenstromregelung (Peak-Current-Control, PCC). Der PCC-Schaltkreis veranlasst den Leistungsinduktor, im Niederfrequenzbereich wie eine spannungsgesteuerte Stromquelle zu arbeiten, so dass $I_L = g_{m_{ps}} V_c$, wobei $g_{m_{ps}} = 1/A_{sns}$ die Transkonduktanz der Leistungsstufe ist. A_{sns} ist die Strommessverstärkung des TPS54160. V_c ist die Steuerspannung (die COMP-PIN-Spannung des TPS54160), die durch den Ausgangsstrom der Transkonduktanz-OP-AMPs des TPS54160 $I_{OTA} = g_{m_{OTA}} V_{err}$ erzeugt wird und auf der Fehlerspannung $V_{err} = V_{sense} - V_{ref}$ zwischen dem Messsignal der Ausgangsspannung V_{sense} und der Referenzspannung V_{ref} basiert. Die Verstärkung der in Abbildung 1(a) hervorgehobenen Spannungsschleife, die das Einschwingverhalten des Reglers unter Last bestimmt, wird durch die externe Rückkopplungsimpedanz beeinflusst. Für die Analyse des Einschwingverhaltens des Abwärtsreglers TPS54160 unter Last kann der vereinfachte Schaltplan in Abbildung 1(b) herangezogen werden.



(a) Schaltplan des TPS54160 mit internem PCC-Schaltkreis



(b) Vereinfachter Schaltplan zur dynamischen Analyse der Spannungsschleife

Abbildung 1: Abwärtsregler TPS54160

Prüfung 1. Wir speisen den Regler TPS54160 mit einer konstanten Gleichspannung und zeichnen die Wellenform der Ausgangsspannung auf, während der Laststrom zwischen zwei festen Pegeln schnell schwingt. Danach messen wir die Größe der transienten Überspannungen der Ausgangsspannung. Zum Schluss beobachten und erörtern wir den Einfluss der dynamischen Kompensation auf die Größe der transienten Überspannungen.

Prüfung 2. Wir wiederholen die Prüfung 1 mit unterschiedlichen Kombinationen von Ausgangskondensatoren und Rückkopplungskompensation. Danach beobachten wir, dass bestimmte Kombinationen ein sehr gutes Einschwingverhalten unter Last bieten, während andere ungeeignet sind und den Überspannungsschutz auslösen oder zu einer Instabilität des Reglers führen.

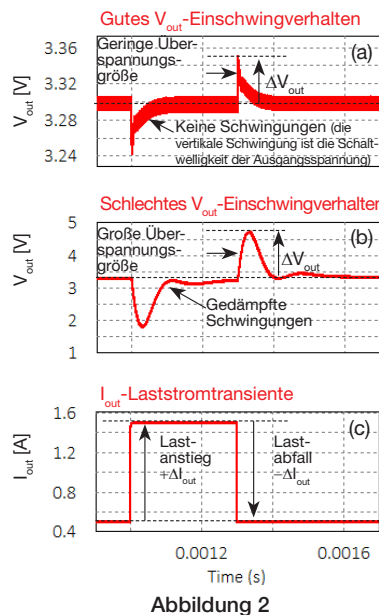


Theoretischer Hintergrund

Dieser Abschnitt enthält vereinfachte Formeln zur Spannungsschleifenanalyse und Kompensation des Abwärtsreglers im Continuous Conduction Mode (in [1][2][3][7] sind nähere Informationen zur dynamischen Modellierung und Steuerung von Schaltreglern zu finden. Weitere Informationen zum Betrieb und zu den Leistungsmerkmalen des TPS54160 können [5] entnommen werden.)

Einschwingverhalten unter Last und Spannungsschleifenverstärkung

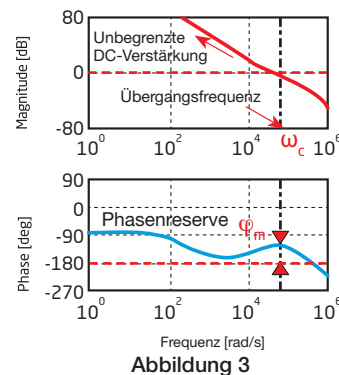
Eine plötzliche Laststromtransiente verursacht eine Störung in der Ausgangsspannung. In den Abbildungen 2(a) und 2(b) sind Beispiele für ein gutes bzw. schlechtes Einschwingverhalten des PCC-Abwärtsreglers bei den in Abbildung 2(c) dargestellten Lasttransienten zu sehen.



Ein gutes Einschwingverhalten ist durch Folgendes gekennzeichnet:

- Geringe Größe der Spannungsspitzen in der Ausgangsspannung (typischerweise weniger als 5% der durchschnittlichen Ausgangsgleichspannung)
- Abwesenheit von Schwingungen
- Schnelle asymptotische Rückkehr der Ausgangsspannung (wenige Schaltperioden) zu ihrem Sollwert

Das Einschwingverhalten des PCC-Abwärtsreglers unter Last wird durch die Eigenschaften der Spannungsschleifenverstärkung bestimmt. Ein Einschwingverhalten wie das in Abbildung 2(a) wird erreicht, wenn das Bode-Diagramm der Spannungsschleifenverstärkung wie in Abbildung 3 aussieht.



Ein gute Schleifenverstärkung ist durch Folgendes gekennzeichnet:

- Unbegrenzte Gleichspannungsgröße, damit eine Offsetspannung von null bei V_{out} gewährleistet ist (*)
- Hohe Übergangsfrequenz ω_c , um die Größe der V_{out} -Transienten zu begrenzen
- Phasenreserve φ_m von mehr als 50° bei der Übergangsfrequenz ω_c , um die Schwingungen während der Transienten zu verringern
- Phasenwinkel von mehr als -180° , wenn die Größe über 0 dB liegt, um die globale asymptotische Stabilität zu gewährleisten

Die Schleifenverstärkung des PCC-Abwärtsreglers in Abbildung 1 ist in Formel (1) gegeben:

$$(1) \quad T(s) \equiv \frac{T_o}{H_s} \frac{1+s/\omega_{zps}}{1+s/\omega_{pps}} \frac{\omega_{oea}}{s} \frac{1+s/\omega_{zoa}}{1+s/\omega_{pea}}$$

Der TPS54160, die Diode, der Induktor und der Ausgangskondensator bestimmen die folgenden Elemente der Schleifenverstärkung (1):

- (2) $T_o = g_{m_{ps}} V_{out} / I_{out}$
 - (3) $\omega_{zps} = 1 / (ESR_{C_{out}} C_{out})$
 - (4) $\omega_{pps} = I_{out} / (V_{out} C_{out})$
 - (5) $H_s = 1 + s / (Q_s \pi f_s) + s^2 / (\pi f_s)^2$ (**)
 - (6) $Q_s = 1 / [\pi(2D' - 0.5)]$
- f_s = Schaltfrequenz
 $ESR_{C_{out}}$ = ESR des Ausgangskondensators

$$D' = 1 - D = 1 - V_{out} / V_{in}$$

Der Spannungssensor $\{R_g, R_i\}$ und die Rückkopplungsimpedanz $\{C_{f1}, C_{f2}, R_{f2}\}$, die in Abbildung 1 hervorgehoben sind, bestimmen die folgenden Elemente der Schleifenverstärkung (1):

- (7) $\omega_{oea} = g_{m_{OTA}} H / C_{f2}$ (***)
- (8) $\omega_{zoa} = 1 / (R_{f2} C_{f2})$ (***)
- (9) $\omega_{pea} = 1 / (R_{f2} C_{f1})$ (***)
- (10) $H = R_g / (R_g + R_i) = V_{ref} / V_{out}$
- (11) $R'_{f2} = R_{f2} R_{OTA} / (R_{f2} + R_{OTA})$
- (12) $C'_{f1} = C_{f1} + C_{OTA}$

Die Formeln (2) bis (12) zeigen, dass die Eigenschaften der Schleifenverstärkung des PCC-Abwärtsreglers TPS54160 und somit dessen Einschwingverhalten unter Last von der Eingangsspannung, dem Laststrom, dem Ausgangskondensator und der Rückkopplungsimpedanz abhängig sind.

(*) Der OTA-Ausgangswiderstand R_{OTA} bewirkt eine endliche Größe der Schleifenverstärkung:

$$T_{DC} = (V_{out} / I_{out}) g_{m_{ps}} R_{OTA} g_{m_{OTA}} H$$

(**) Der Faktor H_s berücksichtigt die Phasenverzögerung und Verstärkungsabschwächung, die durch den Abtastmechanismus des PCC-Schaltkreises verursacht werden (nähere Informationen zur PCC-Modellierung sind in [7] zu finden).

(***) In [2] sind Details zur externen Rückkopplungsimpedanz $\{C_{f1}, C_{f2}, R_{f2}\}$ zu finden.

Wissenswertes 1 Im Einschwingverhalten des PCC-Abwärtsreglers lassen sich verschiedene gedämpfte Schwingungen feststellen, die von der Art der in den Regler eingespeisten Störung, der Methode zur Beobachtung des Einschwingverhaltens und von den Eigenschaften der Schleifenverstärkung abhängig sind. Insbesondere kann möglicherweise ein unterschiedliches Einschwingverhalten beobachtet werden, wenn der PCC-Abwärtsregler einem Laststrom- oder Eingangsspannungs-Prüfschritt unterzogen und die Ausgangsspannung oder der Eingangsstrom überwacht wird. Wenn die Phasenreserve der Schleifenverstärkung φ_m mehr als 50° beträgt, ist nicht unbedingt sichergestellt, dass das gesamte Einschwingverhalten des PCC-Abwärtsregler frei von gedämpften Schwingungen ist. **2** Bezüglich Gleichung (1) kann die Übergangsfrequenz ermittelt werden, indem Bode-Diagramme erstellt werden (z. B. mit der Anwendung MATLAB) und dann festgestellt wird, wo die Größe gleich 0 dB ist (siehe Abbildung 3).



Versuchsaufbau: Konfiguration

Für dieses Experiment werden folgende Geräte benötigt: ein GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄT, ein OSZILLOSKOP und eine ELEKTRONISCHE GLEICHSPANNUNGSLAST. Wie die Geräte **verbunden** werden, wird in Abbildung 4 gezeigt.

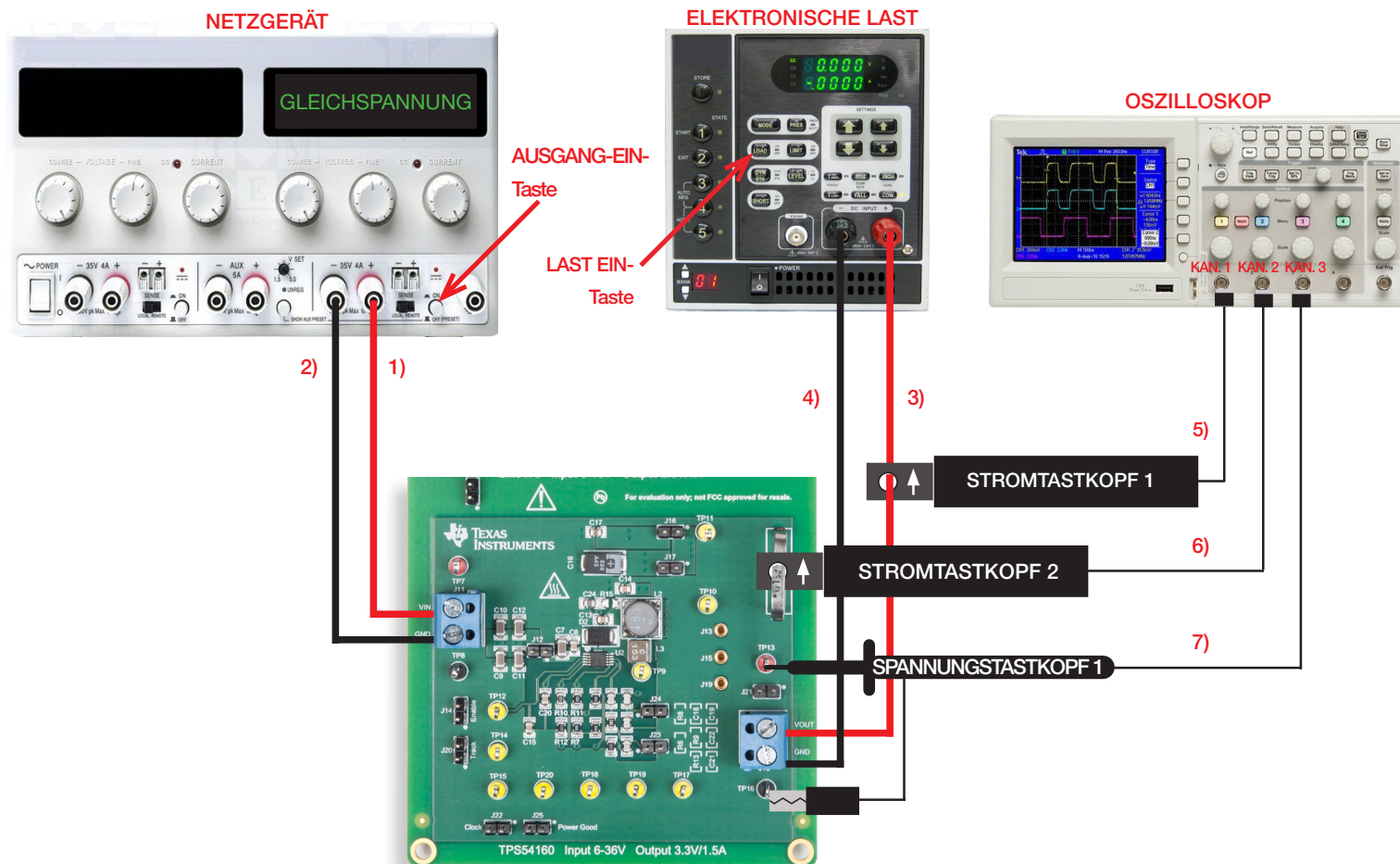


Abbildung 4. Versuchsaufbau



Versuchsaufbau: Anleitung

Vergewissern Sie sich, dass alle Geräte ausgeschaltet sind, und stellen Sie die folgenden **Verbindungen** her:

- 1) Verbinden Sie den PLUS-AUSGANG (ROT) des NETZGERÄTS mit dem EINGANG (VIN) der Schraubklemme J_{11} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 2) Verbinden Sie den MINUS-AUSGANG (SCHWARZ) des NETZGERÄTS mit der MASSE (GND) der Schraubklemme J_{11} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 3) Verbinden Sie den AUSGANG (VOUT) der Schraubklemme J_{18} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine mit dem PLUS-EINGANG (ROT) der ELEKTRONISCHEN LAST.
- 4) Verbinden Sie die MASSE (GND) der Schraubklemme J_{18} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine mit dem MINUS-EINGANG (SCHWARZ) der ELEKTRONISCHEN LAST.
- 5) Schließen Sie einen Stromtastkopf an Kanal 1 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an das Kabel, das den AUSGANG (VOUT) der Schraubklemme J_{18} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine mit dem PLUS-EINGANG (ROT) der ELEKTRONISCHEN LAST verbindet.
[**HINWEIS:** Achten Sie darauf, dass der Pfeil auf den Tastkopfklemmen dem Stromfluss zur ELEKTRONISCHEN LAST entspricht.]
- 6) Schließen Sie einen Stromtastkopf an Kanal 2 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den Messwiderstand R_s der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
[**HINWEIS:** Achten Sie darauf, dass der Pfeil auf den Tastkopfklemmen dem Stromfluss vom Induktor zum Ausgangskondensator entspricht.]
- 7) Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 3 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den TESTPIN TP_{13} (Ausgangsspannung der TPS54160-Abwärtsreglerplatine).
[**WARNUNG:** AUF KEINEN FALL den Plus- und den Masseanschluss des Spannungstastkopfes vertauschen.]



Prüfung 1: Vorbereitung und Verfahren

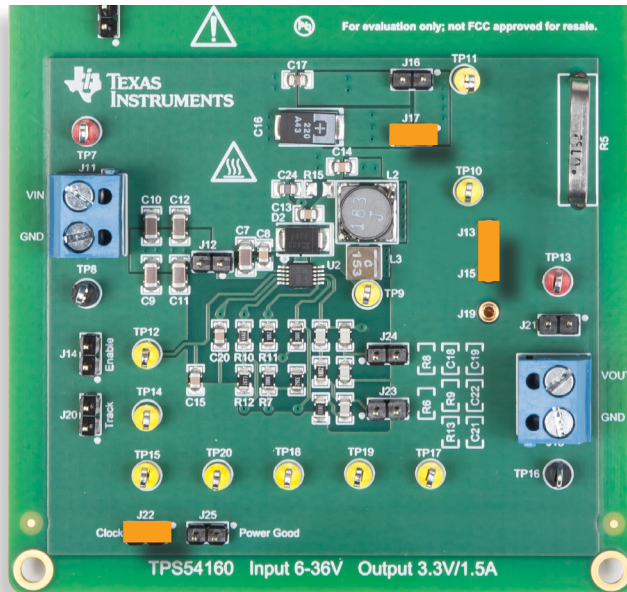


Abbildung 5. TPS54160-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 1

Vorbereitung (die Jumperkonfiguration wird in Abbildung 5 gezeigt):

- **J₁₃-J₁₅** überbrücken → um Induktor L₂ (Ferritkern, 18 μH) zu verbinden
- **J₁₇** überbrücken → um den Ausgangskondensator C₁₆ (220 μF) zu verbinden
- **J₁₄** öffnen → um das interne Signal zu aktivieren
- **J₂₀** öffnen → um das interne Softstartsignal zu aktivieren
- **J₂₁** öffnen → um die Ausgangskondensatoren mit den Spannungssensoren R₆-R₈ zu verbinden
- **J₁₂** öffnen → um die Eingangskondensatoren C₉-C₁₂ (4x4.7 μF) zu trennen
- **J₁₆** öffnen → um Ausgangskondensator C₁₇ (10 μF) zu trennen
- **J₂₂** überbrücken → um die Schaltfrequenz $f_s = 500 \text{ kHz}$ einzustellen
- **J₂₅** öffnen → um das Power-Good-Signal zu aktivieren
- **J₂₃ UND J₂₄** öffnen → um die Kompensation für Ausgangskondensator C₁₆ (220 μF)

[HINWEIS: Diese Konfiguration gilt für Fall (a) in Tabelle 1.]

Prüfverfahren:

- 1) Das OSZILLOSKOP einschalten, KANAL 1 und KANAL 2 auf DC 50-Ω-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 3 auf DC 1-MΩ-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2 als Trigger-Quelle auswählen und die Stromtastköpfe entmagnetisieren, um mögliche Gleichstrom-Vorspannung zu beseitigen.
- 2) Das Netzgerät einschalten (die Taste „AUSGANG EIN“ muss in der Stellung OFF sein), dann die Spannung auf den Anfangswert 6 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1 A einstellen.
- 3) Die elektronische Last einschalten (die Taste „LAST EIN“ muss in der Stellung OFF sein), den dynamischen Strommodus einstellen und Folgendes festlegen:
 - niedriger Strompegel: 500 mA für 5 ms
 - hoher Strompegel: 1500 mA für 5 ms
 - höchste vom Gerät unterstützte Flankensteilheit des Stromanstiegs und -abfalls
- 4) Die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollte die Kurve von KANAL 3 (Ausgangsspannung) des Oszilloskops als flache horizontale Linie bei 3.3 V angezeigt werden (wenn der Wert nicht dieser Angabe entspricht, die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 5) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen. Die Zeitbasis des OSZILLOSKOPS auf 2 ms/Div einstellen. Nun sollten die Kurve von KANAL 1 (Laststrom) als Rechteckwellenform, die Kurve von KANAL 2 (Induktorstrom) als fast rechteckförmige Wellenform und die Kurve von KANAL 3 (Ausgangsspannung) als nahezu flache horizontale Linie mit einem Durchschnittswert von 3.3 V und kleinen kurzzeitigen Spannungsspitzen, die den Transienten des Laststroms entsprechen, angezeigt werden (wenn die angezeigten Wellenformen deutlich von diesen Angaben abweichen, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 6) KANAL 3 auf den AC 1-MΩ-Kopplungsmodus einstellen, die vertikale Skala anpassen, um die Wellenform der Ausgangsspannung zu vergrößern, und die Größe der transienten Überspannungen der Ausgangsspannung bei den in Tabelle 1 angegebenen Eingangsspannungswerten ablesen (die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS muss zum Ändern der Spannung nicht in die Stellung OFF gebracht werden).
- 7) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen, dann die Jumper **J₂₃** und **J₂₄** überbrücken, um die Spannungsschleifenkompensation zu ändern.

[HINWEIS: Dies ist Fall (b) in Tabelle 1., und die Schritte 4) bis 6) wiederholen.]
- 8) Nach den Messungen die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 1: Messungen und Berechnungen

- 1) Die Größe ΔV_{out} der transienten Überspannungen der Ausgangsspannung nach den Transienten beim Lastanstieg und -abfall messen und in die Tabelle 1 eintragen.
- 2) Die Ergebnisse analysieren, die Fragen beantworten und die Beobachtungen anhand der Formeln und Informationen im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* erläutern.

Tabelle 1. Einschwingverhalten des Abwärtsreglers TPS54160 unter Last bei verschiedenen Ausgangskondensatorkonfigurationen und Eingangsspannungen

(1) ΔV_{out} [mV] 0.5A→1.5A	(2) ΔV_{out} [mV] 1.5A→0.5A	Fall (a): J_{23} and J_{24} op		Fall (b): J_{23} and J_{24} sh	
$V_{in}=6V$		(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in}=18V$		(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in}=36V$		(1)	(2)	(1)	(2)

Rückkopplungsimpedanz:

J_{24} gebr.: $C_{11} = C_{19} = 27$ pF

J_{23} gebr.: $C_{12} = C_{18} = 6.8$ nF, $R_{12} = R_9 = 18$ k Ω

J_{24} offen: C_{11} = Reihenschaltung von C_{19} und $C_{22} = 4$ pF

J_{23} offen: C_{12} = Reihenschaltung von C_{16} und $C_{21} = 118$ pF, R_{12} = Reihenschaltung von R_9 und $R_{13} = 279$ k Ω

Ausgangskondensator:

J_{16} gebr., J_{17} offen:

$C_{out} = C_{17} = 10$ μ F, ESR = 5 m Ω

J_{16} offen, J_{17} gebr.:

$C_{out} = C_{16} = 220$ μ F, ESR = 25 m Ω

TPS54160:

$g_{m_{ps}} = 6$ A/V

$R_{OTA} = 100$ M Ω

$C_{OTA} = 5.7$ pF

(Details zum TPS54160 siehe [5])

Antworten:

- 1) Welche Konfiguration der Jumper J_{23} und J_{24} führt zu den größten Spannungsspitzen in der Ausgangsspannung?

<input type="checkbox"/> Gebrückt	<input type="checkbox"/> Offen	<input type="checkbox"/> Hängt von der Eingangsspannung ab
-----------------------------------	--------------------------------	--
- 2) Nehmen die Spannungsspitzen bei steigender Eingangsspannung zu?

<input type="checkbox"/> Ja	<input type="checkbox"/> Nein	<input type="checkbox"/> Hängt von der Kompensationseinstellung ab
-----------------------------	-------------------------------	--
- 3) Treten Schwingungen im Einschwingverhalten auf?

<input type="checkbox"/> Ja	<input type="checkbox"/> Nein	<input type="checkbox"/> Hängt von der Kompensationseinstellung und/oder Eingangsspannung ab
-----------------------------	-------------------------------	--



Prüfung 2: Vorbereitung und Verfahren

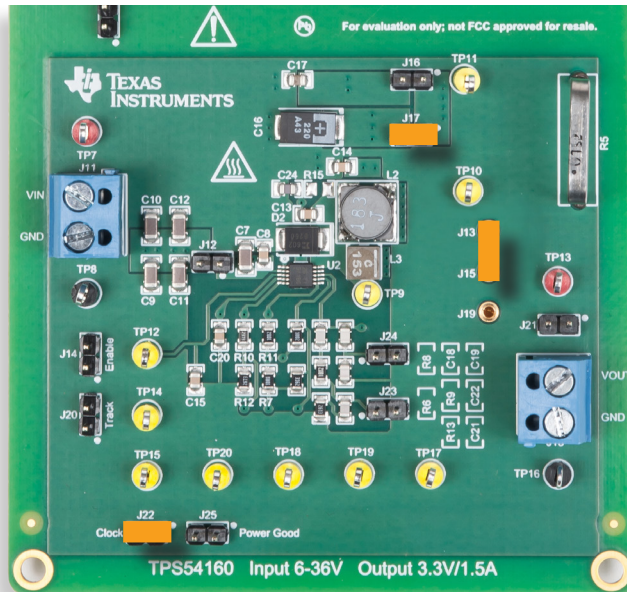


Abbildung 6. TPS54160-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 2

Ivorbereitung (die Jumperkonfiguration wird in Abbildung 6 gezeigt):

- **J₁₃-J₁₅ überbrücken** → um Induktor L₂ (Ferritkern, 18 μ H) zu verbinden
- **J₁₇ überbrücken** → um den Ausgangskondensator C₁₆ (220 μ F) zu verbinden
- **J₁₄ öffnen** → um das interne Signal zu aktivieren
- **J₂₀ öffnen** → um das interne Softstartsignal zu aktivieren
- **J₂₁ öffnen** → um die Ausgangskondensatoren mit den Spannungssensoren R₆-R₈ zu verbinden
- **J₁₂ öffnen** → um die Eingangskondensatoren C₉-C₁₂ (4x4.7 μ F) zu trennen
- **J₁₆ öffnen** → um Ausgangskondensator C₁₇ (10 μ F) zu trennen
- **J₂₂ überbrücken** → um die Schaltfrequenz $f_s = 500$ kHz einzustellen
- **J₂₅ öffnen** → um das Power-Good-Signal zu aktivieren
- **J₂₃ UND J₂₄ öffnen/überbrücken** → um die gewünschte Kompensation einzustellen

[HINWEIS: Siehe Schritte 1) bis 3) im Abschnitt *Messungen und Berechnungen* zu Prüfung 2 auf der nächsten Seite]

Prüfverfahren:

- 1) Das OSZILLOSKOP einschalten, KANAL 1 und KANAL 2 auf DC 50 Ω -Kopplungsmodus einstellen, KANAL 3 auf DC 1 M Ω Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2 als Trigger-Quelle auswählen und die Stromstastköpfe entmagnetisieren.
- 2) Das Netzgerät einschalten (die Taste „AUSGANG EIN“ muss in der Stellung OFF sein), dann die Spannung auf den Anfangswert 12 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1 A einstellen.
- 3) Die elektronische Last einschalten (die Taste „LAST EIN“ muss in der Stellung OFF sein), den dynamischen Strommodus einstellen und Folgendes festlegen:
 - niedriger Strompegel: 500 mA für 5 ms
 - hoher Strompegel: 1500 mA für 5 ms
 - höchste vom Gerät unterstützte Flankensteilheit des Stromanstiegs und -abfalls
- 4) Die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollte die Kurve von KANAL 3 (Ausgangsspannung) des Oszilloskops als flache horizontale Linie bei 3.3 V angezeigt werden (wenn der Wert nicht dieser Angabe entspricht, die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 5) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen. Die Zeitbasis des Oszilloskops auf 2 ms/Div einstellen. Nun sollten die Kurve von KANAL 1 (Laststrom) als Rechteckwellenform, die Kurve von KANAL 2 (Induktorstrom) als fast rechteckförmige Wellenform und die Kurve von KANAL 3 (Ausgangsspannung) als nahezu flache horizontale Linie mit einem Durchschnittswert von 3.3 V und kleinen kurzzeitigen Spannungsspitzen, die den Transienten des Laststroms entsprechen, angezeigt werden (wenn die angezeigten Wellenformen deutlich von diesen Angaben abweichen, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 6) KANAL 3 auf den AC 1-M Ω -Kopplungsmodus einstellen, die vertikale Skala anpassen, um die Wellenform der Ausgangsspannung zu vergrößern, und die Größe der transienten Überspannungen der Ausgangsspannung bei den in Tabelle 2 angegebenen Eingangsspannungswerten ablesen (die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS muss zum Ändern der Spannung nicht in die Stellung OFF gebracht werden).
- 7) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen, dann die Konfiguration der Jumper **J₁₆**, **J₁₇**, **J₂₃** und **J₂₄** ändern, um die Ausgangskondensator- und Kompensationseinstellung für die Prüfung vorzunehmen, und die Schritte 4) bis 6) wiederholen. [WARNUNG: Mit KANAL 3 im DC 1 M Ω -Kopplungsmodus prüfen, ob die Ausgangsspannung auf 3.3 V geregelt wird. Falls das nicht der Fall ist, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die Konfiguration sowie die Stabilitätsberechnungen verifizieren.]
- 8) Nach den Messungen die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 2: Messungen und Berechnungen

- Die Kombinationen von Ausgangskondensator- und Kompensationskonfigurationen vorausberechnen, die der minimalen und maximalen Spannungsschleifen-Übergangsfrequenz in den in Tabelle 2 vorausgesetzten Prüfbedingungen entsprechen. **[HINWEIS:** Mithilfe der Formeln (1) bis (12) im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund*, der weiter unten angegebenen Parameter und des Vorschlags unter Punkt 2 im Abschnitt *Wissenswertes* die Schleifenverstärkung (1) darstellen und die Übergangsfrequenz ermitteln. Wenn der Phasenwinkel der Schleifenverstärkung -180° bei einer Frequenz unterschreitet, bei der die Größe mehr als 0 dB beträgt, dann ist der Regler instabil.]
- Für die in Schritt 1) ausgewählten stabilen Kombinationen die Größe ΔV_{out} der transienten Überspannungen der Ausgangsspannung nach den Transienten beim Lastanstieg und -abfall messen und in die Tabelle 2 eintragen.
- Die Ergebnisse analysieren, die Vorausberechnungen überprüfen, die Fragen beantworten und die Beobachtungen anhand der Formeln und Informationen im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* erläutern.

Tabelle 2. Einschwingverhalten des Abwärtsreglers TPS54160 unter Last bei verschiedenen Ausgangskondensator- und Kompensationskonfigurationen.

(1) ΔV_{out} [mV] 0.5A→1.5A	(2) ΔV_{out} [mV] 1.5A→0.5A	Höchste Übergangsfrequenz ω_c : $J_{16} = \text{_____}; J_{17} = \text{_____}; J_{23} = \text{_____}; J_{24} = \text{_____}$		Niedrigste Übergangsfrequenz ω_c : $J_{16} = \text{_____}; J_{17} = \text{_____}; J_{23} = \text{_____}; J_{24} = \text{_____}$	
$V_{in} = 12V$		(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in} = 24V$		(1)	(2)	(1)	(2)
$V_{in} = 36V$		(1)	(2)	(1)	(2)

Rückkopplungsimpedanz:

J_{24} gebr.: $C_{f1} = C_{19} = 27 \text{ pF}$

J_{23} gebr.: $C_{f2} = C_{18} = 6.8 \text{ nF}, R_{f2} = R_9 = 18 \text{ k}\Omega$

J_{24} offen: C_{f1} = Reihenschaltung von C_{19} und $C_{22} = 4 \text{ pF}$

J_{23} offen: C_{f2} = Reihenschaltung von C_{16} und $C_{21} = 118 \text{ pF}, R_{f2}$ = Reihenschaltung von R_9 und $R_{13} = 279 \text{ k}\Omega$

Ausgangskondensator:

J_{16} gebr., J_{17} offen:

$C_{out} = C_{17} = 10 \text{ }\mu\text{F}, \text{ESR} = 5 \text{ m}\Omega$

J_{16} offen, J_{17} gebr.:

$C_{out} = C_{16} = 220 \text{ }\mu\text{F}, \text{ESR} = 25 \text{ m}\Omega$

TPS54160:

$g_{m_{ps}} = 6 \text{ A/V}$

$R_{OTA} = 100 \text{ M}\Omega$

$C_{OTA} = 5.7 \text{ pF}$

(Details zum TPS54160 siehe [5])

Antworten:

- Wie erhält man geringere Überspannungen ΔV_{out} während der Lasttransienten?

<input type="checkbox"/> Höhere ω_c	<input type="checkbox"/> Niedrigere ω_c	<input type="checkbox"/> Andere: _____
--	--	--
- Wie erhält man eine höhere Phasenreserve in der kompensierten Schleifenverstärkung?

<input type="checkbox"/> Höhere $\omega_{pea}/\omega_{zea}$	<input type="checkbox"/> Niedrigere $\omega_{pea}/\omega_{zea}$	<input type="checkbox"/> Andere: _____
---	---	--
- Wie erreicht man eine bessere Schwingungsdämpfung während der Lasttransienten?

<input type="checkbox"/> Größere φ_m	<input type="checkbox"/> Geringere φ_m	<input type="checkbox"/> Andere: _____
--	--	--
- Welche Bedingung ermöglicht die höchste Übergangsfrequenz?

<input type="checkbox"/> Höhere V_{in}	<input type="checkbox"/> Niedrigere V_{in}	<input type="checkbox"/> Andere: _____
--	--	--



Erörterung

In Prüfung 1 haben wir den Zusammenhang zwischen dem Einschwingverhalten des Abwärtsreglers TPS54160 unter Last und der Kompensation durch Spannungsrückkopplung untersucht.

Die Übergangsfrequenz ω_c der Spannungsschleifenverstärkung des Abwärtsreglers wird durch die Position der Pole und Nullstellen des Fehlerverstärkers der kompensierenden Rückkopplung bestimmt. Wenn der Fehlerverstärker für eine hohe Übergangsfrequenz ausgelegt ist, hat die Schleifenverstärkung eine höhere Größe über einen weiteren Frequenzbereich (die Größe der Schleifenverstärkung ist > 0 dB im Bereich von 0 rad/s bis ω_c rad/s). Außerdem werden die Auswirkungen von Laststörungen durch den OP-AMP-Fehlerverstärker in Abbildung 1(a) erheblich verstärkt, da dessen Ausgangsspannung, die Steuerspannung V_c in Abbildung 1(a), stärker geändert wird. Dies bewirkt eine schnellere Anpassung des Induktorstroms des PCC-Abwärtsreglers an den Lastbedarf (bei PCC-Abwärtsreglern funktioniert der Induktor wie eine Stromquelle, die durch die Spannung V_c gesteuert wird). Daher gewährleistet eine höhere Übergangsfrequenz ein schnelleres Ansprechen des PCC-Abwärtsreglers auf Lasttransienten. Dies führt wiederum zu einer Verringerung der Größe der transienten Überspannungen der Ausgangsspannung. Tatsächlich reagiert der Regler schneller auf Laststörungen, und dies verkürzt die Dauer des Zeitintervalls, in dem der Ausgangskondensator dem Ungleichgewicht zwischen Induktorstrom und Laststrom ausgesetzt ist. Bei einem idealen PCC-Abwärtsregler hat die Eingangsspannung V_{in} keinen Einfluss auf das Einschwingverhalten, da der Induktor wie eine Stromquelle funktioniert, die durch die Spannung V_c gesteuert wird. Bei einem realen PCC-Abwärtsregler hat die Eingangsspannung einen geringen Einfluss auf das Einschwingverhalten, das vom Verhältnis zwischen der Steilheit der Stromschleifen-Kompensationsrampe in Abbildung 1 und der Steigung des Induktorstroms und die wiederum von der Eingangsspannung V_{in} abhängig ist. Das dynamische Einschwingverhalten verbessert sich bei einem niedrigeren Verhältnis. Allerdings muss das Verhältnis höher als ein bestimmter unterer Grenzwert sein, um eine Instabilität der Stromschleife zu verhindern. Beim Abwärtswandler TPS54160 ist die Stromschleifenkompensation intern auf einen festen Wert eingestellt. In den TI-PMLK-Experimenten zu den AUFWÄRTS- und ABWÄRTS/AUFWÄRTS-Topologien wird der Einfluss der Stromschleifen-Kompensationsrampe auf die dynamische Leistung von DC/DC-Reglern mit PCC-Schaltkreisen eingehend erläutert.

Die Schwingungen im Einschwingverhalten unter Last sind von der Phasenreserve der kompensierten Schleifenverstärkung abhängig. In der Theorie stellt eine Phasenreserve von mehr als 52° sicher, dass die transienten Überspannungen keine Schwingungen aufweisen. Die Phasenreserve wird durch die bei der halben Schaltfrequenz f_s in die Schleife eingebrachten Pole beeinflusst; Folge des Abtastmechanismus des PCC-Schaltkreises. Wenn eine Übergangsfrequenz f_c von über $f_s / 20$ verwendet werden muss, um ein gutes Einschwingverhalten bei starken Laststörungen zu erreichen, muss bei der Auslegung des Fehlerverstärkers der Phasenverzögerungseffekt der Abtastpole berücksichtigt werden. Außerdem könnten bei der Berechnung der Verstärkung des OP-AMP-Fehlerverstärkers mehr Pole und Nullstellen als in Formel (1) im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* erforderlich sein.

Bei gegebener Spannungsschleifenverstärkung T ist die Übergangsfrequenz ω_c der Wert zum Lösen der Gleichung $|T(\omega_c)|=1$. Eine explizite Lösung dieser Gleichung ist nicht verfügbar. Wenn die Schleifenverstärkungsfunktion zur Verfügung steht, kann die Übergangsfrequenz in MATLAB® [8] mithilfe der Bode-Diagramme der Übertragungsfunktionen bestimmt werden (Schnittpunkt bei 0 dB). Wenn die Schleifenverstärkungsfunktion nicht verfügbar ist, kann die Schleifenverstärkung mit einem Vektor-Netzwerkanalysator [9] und dem $10\text{-}\Omega$ -Einspeisewiderstand R_7 gemessen werden.

In Prüfung 2 untersuchen wir den Zusammenhang zwischen dem Einschwingverhalten des Abwärtsreglers TPS54160 unter Last und die Kombination von Ausgangskondensator und der Kompensation der Spannungsrückkopplung.

Wenn die Kombination von Ausgangskondensator und Rückkopplungskompensation geändert wird, erhalten wir eine andere Übergangsfrequenz und Phasenreserve. Bei einer Erhöhung der Übergangsfrequenz verbessert sich das Einschwingverhalten unter Last, da der Regler schneller auf Laststörungen reagiert. Umgekehrt führt eine Verringerung der Übergangsfrequenz zu einer langsameren Reaktion und einer nachfolgenden Erhöhung der Größe der Spannungsspitzen. Eine niedrigere Phasenreserve beschleunigt die Reaktion, vergrößert aber die Schwingungen. Die Kompensationseinstellung, bei der die beiden Jumper J_{23} und J_{24} gebrückt sind, ist auf $C_{out} = C_{17} = 10 \mu\text{F}$, zugeschnitten, wohingegen die Einstellung, bei der J_{23} und J_{24} offen sind, für $C_{out} = C_{16} = 220 \mu\text{F}$ geeignet ist. In beiden Fällen hat die Schleifenverstärkung eine Phasenreserve von 45° bei einer Übergangsfrequenz von 15 kHz bei 36 V Eingangsspannung und 1.5 A Laststrom. Wenn $C_{out} = C_{16} = 220 \mu\text{F}$ verwendet wird und die beiden Jumper J_{23} und J_{24} gebrückt sind, ist der Regler weiterhin stabil, aber die Übergangsfrequenz sinkt auf 2 kHz bei einer Phasenreserve von 60° . Wenn $C_{out} = C_{17} = 10 \mu\text{F}$ verwendet wird und die beiden Jumper J_{23} und J_{24} offen sind, ist der Regler instabil und die Ausgangsspannung weist um 3.3 V große Schwingungen auf. Andere Kombinationen der Ausgangskondensatoren C_{16} und C_{17} und der Kompensation (Jumper J_{23} oder J_{24} gebrückt/offen) können je nach Eingangsspannung und Laststrom entweder zu einem stabilen oder einem instabilen Betrieb führen. [HINWEIS: Bei bestimmten Ausgangskondensator- und Kompensationskombinationen kann der Regler zwar instabil sein, aber auf dem Oszilloskop ist immer noch zu beobachten, dass der TPS54160 die durchschnittliche Ausgangsspannung auf 3.3 V regelt, nur mit einer größeren Schaltwelligkeit. Durch Vergrößern der Zeitskala lässt sich erkennen, dass die Schaltwelligkeit nicht periodisch ist: Auf diese Weise kann die Instabilität festgestellt werden. Außerdem lässt sich anhand der Wellenform des Induktorstroms die Instabilität aufgrund des nicht periodischen Ripplestroms besser erkennen. Typischerweise ist in diesen instabilen Fällen auch zu beobachten, dass das Einschwingverhalten unter Last sehr gut ist. Es ist dann so gut, dass die Größe der Spannungsspitzen in der Ausgangsspannung geringer als die Spitze-zu-Spitze-Schaltwelligkeit (und manchmal sogar unsichtbar) ist.]



Experimentelle Oszilloskopkurven

Die Diagramme in den Abbildungen 7 und 8 zeigen das Einschwingverhalten des Abwärtsreglers TPS54160 unter Last mit dem Kondensator $C_{out} = C_{16} = 220 \mu\text{F}$ und verschiedenen Kompensationskonfigurationen.

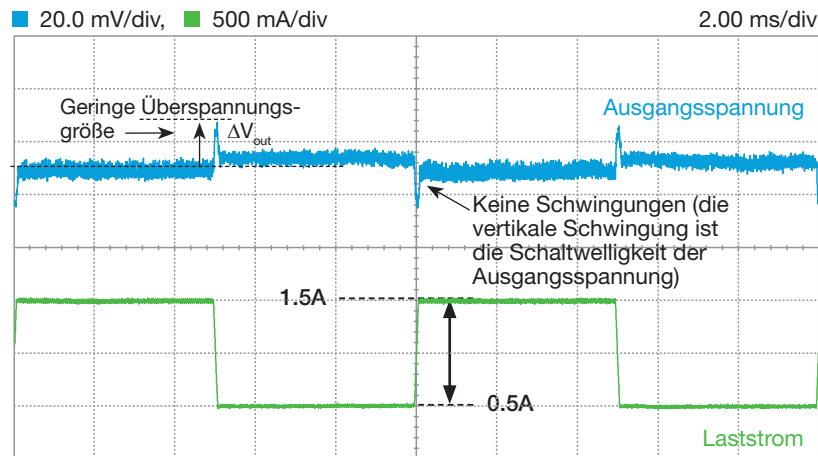


Figure 7. $V_{in}=6\text{V}$, $I_{out}=0.5\leftrightarrow 1.5\text{A}$, $f_s=500\text{kHz}$, $C_{out}=C_{16}=220\mu\text{F}$ (Elko),
 J_{23} and J_{24} offen

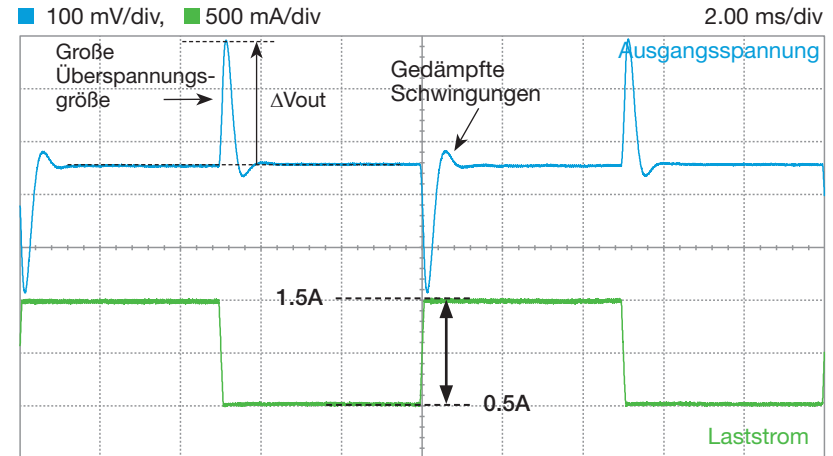


Figure 8. $V_{in}=6\text{V}$, $I_{out}=0.5\leftrightarrow 1.5\text{A}$, $f_s=500\text{kHz}$, $C_{out}=C_{16}=220\mu\text{F}$ (Elko),
 J_{23} and J_{24} gebr.

Die Spannungsschleifenverstärkung, die mit der Kombination von $C_{out}=C_{16}=220 \mu\text{F}$ und den beiden offenen Jumpers J_{23} und J_{24} erzielt wird, stellt sicher, dass der Regler eine Phasenreserve von 52° an der Übergangsfrequenz 15 kHz hat, wenn die Eingangsspannung 36 V und der Laststrom 1.5 A beträgt. In den Prüfbedingungen von Abbildung 7 beträgt die Eingangsspannung 6 V , wohingegen in den Prüfbedingungen von Abbildung 8 zur Konfiguration der Kompensation J_{23} und J_{24} gebrückt sind. Dies führt zu einer geringfügigen Erhöhung der Übergangsfrequenz und Phasenreserve in den Prüfbedingungen von Abbildung 7 (die Auswirkung der Eingangsspannung auf die Schleifenverstärkung ist den Formeln (1)(5)(6) im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* zu entnehmen) sowie zu einer Übergangsfrequenz von ca. 2 kHz mit einer Phasenreserve von 60° in den Prüfbedingungen von Abbildung 8.

Die Ausgangsspannungsspitzen in Abbildung 7 weisen eine Größe von etwa 20 mV und keine Schwingungen auf, während die in Abbildung 8 eine Größe von ca. 250 mV und gedämpfte Schwingungen aufweisen. Die größeren Spannungsspitzen in Abbildung 8 sind auf die sehr niedrige Durchtrittsfrequenz zurückzuführen, die zu einer langsameren Reaktion des Fehlerverstärkers auf die von den Lasttransienten verursachten Spannungsstörungen führt und dadurch das Zeitintervall verlängert, in dem der Ausgangskondensator dem Ungleichgewicht zwischen Induktorstrom und Laststrom ausgesetzt ist. Im Allgemeinen ist die Größe der Ausgangsspannungsspitzen das Ergebnis des kombinierten Effekts der Größe der Ausgangskondensatoren, der Konfiguration der Rückkopplungskompensation und der Anstiegsgeschwindigkeit des von der elektronischen Last erzeugten dynamischen Stroms. Die in der Prüfung zu Abbildung 8 beobachteten Schwingungen deuten darauf hin, dass die Phasenreserve geringer ist als in der Prüfung zu Abbildung 7. [HINWEIS: Die Prüfungen wurden mit einer Eingangsspannung von 6 V durchgeführt].



Experimentelle Oszilloskopkurven

Die Diagramme in den Abbildungen 9 und 10 zeigen das Einschwingverhalten des Abwärtsreglers TPS54160 unter Last bei verschiedenen Kondensator Konfigurationen und Eingangsspannungen.

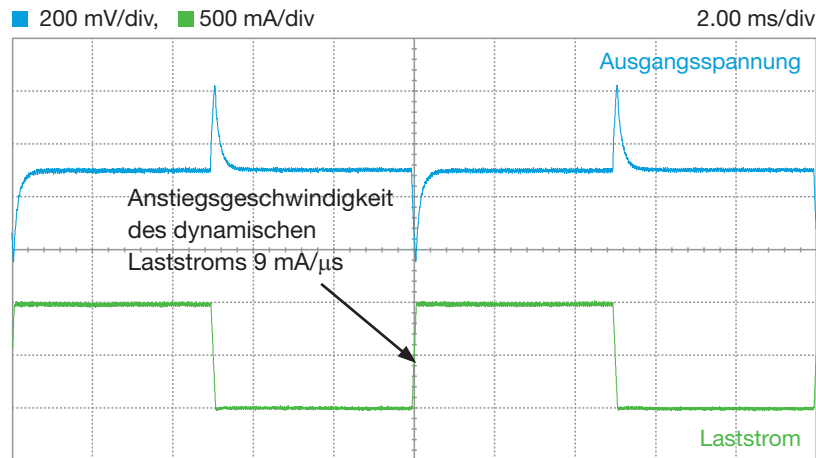


Abbildung 9. $V_{in}=6V$, $I_{out}=0.5 \leftrightarrow 1.5A$, $f_s=500kHz$, $C_{out}=C_{17}=10\mu F$ (Keramik),
 J_{23} and J_{24} gebr.

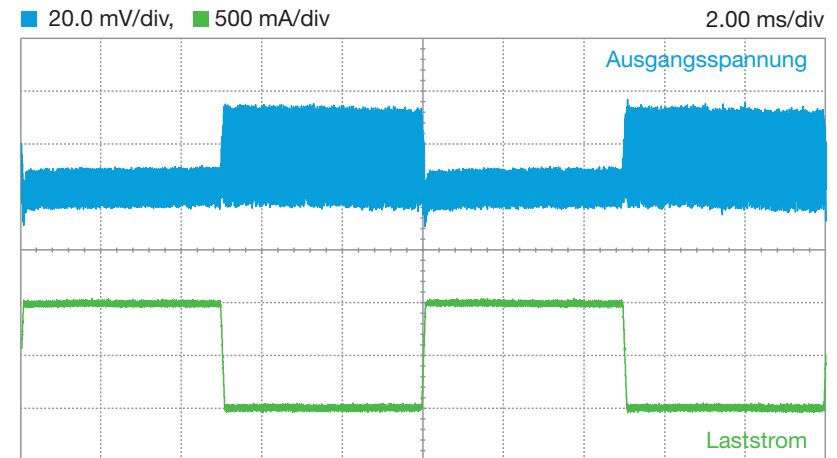


Abbildung 10. $V_{in}=36V$, $I_{out}=0.5 \leftrightarrow 1.5A$, $f_s=500kHz$, $C_{out}=C_{16}=220\mu F$ (Keramik),
 J_{23} and J_{24} offen

Die für die Prüfung zu Abbildung 9 konfigurierte Kompensation stellt sicher, dass der Regler eine Phasenreserve von 52° an der Übergangsfrequenz 15 kHz hat, wenn die Eingangsspannung 36 V und der Laststrom 1.5 A beträgt, wie dies für die Prüfung zu Abbildung 7 der Fall ist. Allerdings sind die Ausgangsspannungsspitzen in Abbildung 9 mit einer Größe von 300 mV viel größer als die 20-mV-Spannungsspitzen in Abbildung 7. Daraus geht hervor, dass wir uns nicht einfach auf eine hohe Übergangsfrequenz verlassen können, um ein Überschießen der Ausgangsspannung bei Lasttransienten zu begrenzen, sondern zugleich einen ausreichend großen Ausgangskondensator benötigen, um eine optimale dynamische Leistung zu erzielen. (In [4] sind weitere Informationen zur Auswahl der Ausgangskondensatoren für Point-of-Load-Regler, die schnellen Lasttransienten ausgesetzt sind, zu finden.) Wie auf der vorherigen Seite angemerkt wurde, wird die Größe der Ausgangsspannungsspitzen durch die Anstiegsgeschwindigkeit des von der elektronischen Last erzeugten dynamischen Stroms beeinflusst. In der Prüfung zu Abbildung 9 beträgt die Anstiegsrate 9 mA/µs. Theoretisch müsste eine Anstiegsrate der dynamischen Last von mehr als 10 mA/µs bei $C_{out} = 10 \mu F$ und sowohl J_{23} als auch J_{24} gebrückt die Größe der Ausgangsspannungsspitzen erhöhen. Wenn Sie diese Prüfung mit dem TPS54160 durchführen, ist zu beobachten, dass die Wellenform der Ausgangsspannung während des Zeitraums, in dem der Laststrom niedrig ist, hochfrequente Schwingungen aufweist. Dies ist die Auswirkung des Überspannungsschutzes des TPS54160. Der TPS54160 verfügt über einen Überspannungskomparator, der aktiviert wird, wenn die Ausgangsspannung mehr als 109 % der Nennspannung beträgt (dies sind ca. 300 mV bei einer V_{out} -Nennspannung von 3.3 V). Wenn der Überspannungskomparator aktiviert wird, wird der High-Side-MOSFET ausgeschaltet und erst wieder eingeschaltet, wenn die Ausgangsspannung unter 107 % des V_{out} -Sollwerts fällt. Durch Vergleichen von Abbildung 10 mit Abbildung 7 lässt sich die Auswirkung einer Erhöhung der Eingangsspannung beobachten. Die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung ist in Abbildung 10 viel größer als in Abbildung 7 (beachten Sie *Experiment 2*, um den Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung und der Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung bei einem Abwärtsregler aufzufrischen), während die Größe der Ausgangsspannungsspitzen bei Lasttransienten nahezu identisch ist. Dieses letzte Merkmal ist der Effekt des PCC-Schaltkreises, der den Abwärtsregler sehr wenig empfindlich gegenüber der Eingangsspannung macht.

Experiment 4

In diesem Experiment wird analysiert, wie sich die Betriebsbedingungen auf die Strom- und Spannungswelligkeit eines Abwärtsreglers je nach Kernmaterial des Induktors und Kernsättigung auswirken. Dazu wird der Abwärtsregler TPS54160 verwendet.



Fallstudie

In diesem Experiment werden die Auswirkungen der Sättigung des Induktorkerns auf die Strom- und Spannungswelligkeit eines Abwärtsreglers untersucht. Dabei wird das unterschiedliche Verhalten von Ferritkernen und Pulverkernen herausgestellt.

Abbildung 1 zeigt ein vereinfachtes Schaltbild des Abwärtsreglers, in dem die Wellenformen von Induktorstrom, Ausgangskondensatorstrom und Ausgangsspannung hervorgehoben sind. Es wird erwartet, dass der Strom des Leistungsinduktors im Abwärtswandler eine Dreieckswellenform aufweist. Die Größe der Spitze-zu-Spitze-Stromwelligkeit ΔI_{pp} hängt von der Eingangsspannung V_{in} , Ausgangsspannung V_{out} , Schaltfrequenz f_s und Induktivität L ab. Dies gilt aber nur, wenn die Induktivität konstant ist. Die Induktivität eines realen Induktors ist jedoch nicht konstant, da sie vom Momentanstrom $I_L(t)$ im Bauteil abhängt. Wie im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* erläutert wird, nimmt die Induktivität L aufgrund der Sättigung des Magnetkerns ab, wenn die Stromstärke zunimmt. Wie es zur Induktorsättigung kommt, richtet sich nach dem Material des Magnetkerns und den Betriebsbedingungen. Die Ein- und Ausgangsspannung des Wandlers, die Schaltfrequenz und der Laststrom können dazu führen, dass der Strom des Induktors L nicht die erwartete Dreieckswellenform aufweist, was sich ebenfalls auf die Welligkeit des Ausgangskondensators C_{out} und allgemeiner auf die Strombelastung aller Leistungskomponenten des Wandlers auswirkt.

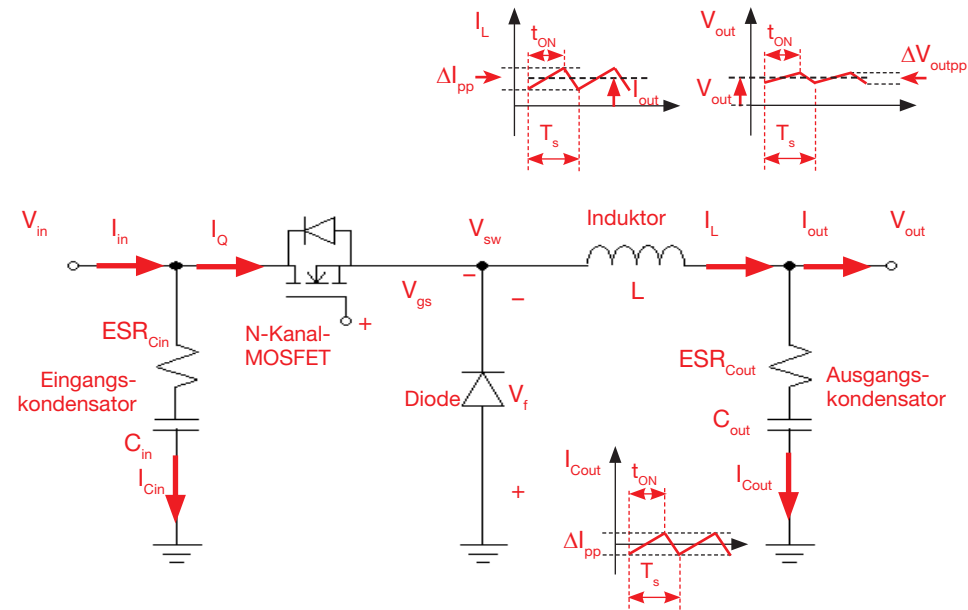


Abbildung 1: Vereinfachter Schaltplan des Abwärtswandlers

Prüfung 1. Wir messen die Welligkeit des Induktorstroms und der Ausgangsspannung unter Verwendung der zwei optionalen Induktoren des Abwärtsreglers TPS54160 bei verschiedenen Eingangsspannungen und Lastströmen. Das Ziel besteht darin, das unterschiedliche Sättigungsverhalten von Pulver- und Ferritkernen bei zunehmendem Durchschnittsstrom herauszustellen.

Prüfung 2. Wir ermitteln anhand der experimentellen Messungen von ΔI_{pp} , V_{in} , V_{out} und f_s die Induktivität der beiden Induktoren bei verschiedenen Eingangsspannungs-, Laststrom- und Schaltfrequenzwerten.



Theoretischer Hintergrund

Induktoren mit einem Ferritkern und Induktoren mit einem Pulverkern zeigen ein unterschiedliches Sättigungsverhalten. Mit den folgenden vereinfachten Formeln kann die Induktivität anhand des Stroms berechnet werden. (Weitere Informationen zum Betrieb und zu den Leistungsmerkmalen des TPS54160 sind in [5] zu finden.)

Induktoren mit Ferritkern

Bei Induktoren mit Ferritkern nimmt die dynamische Induktivität bei steigendem Strom nicht linear ab, wie in Abbildung 2 dargestellt. Die Induktivität kann anhand des Stroms mit der Gleichung (1) berechnet werden, wobei L_{sat} die Induktivität des vollständig gesättigten Induktors ist, $I_{50\%}$ der Strom ist, so dass $L(I_{50\%}) = 0.50 (L_{nom} + L_{sat})$ gilt, und der Faktor σ vom Induktortyp, Kernmaterial und von der Temperatur abhängig ist.

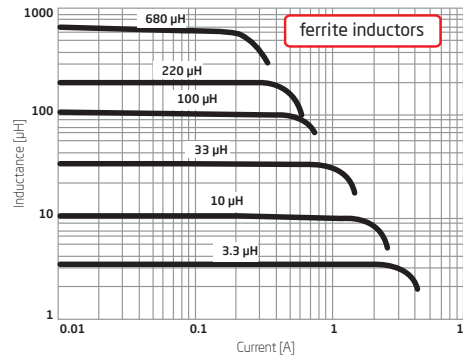


Abbildung 2

$$(1) L_d \cong L_{sat} + (L_{nom} - L_{sat}) \left[\frac{1}{2} - \frac{\tan^{-1}[\sigma(I - I_{50\%})]}{\pi} \right]$$

Induktoren mit Pulverkern

Bei Induktoren mit Pulverkern nimmt die dynamische Induktivität bei steigendem Strom nahezu linear ab, wie in Abbildung 3 zu sehen ist. Die Berechnung der Induktivität anhand des Stroms kann vereinfacht werden, wie Gleichung (2) zu entnehmen ist:

$$(2) L_d \cong L_{nom} - \frac{L_{nom} - L_{30\%}}{I_{30\%}} I$$

L_{nom} ist die Nenninduktivität bei einem Strom von Null und $I_{30\%}$ ist der Strom bei 30 % Sättigung, so dass $L(I_{30\%}) = 0.70 L_{nom}$ gilt.

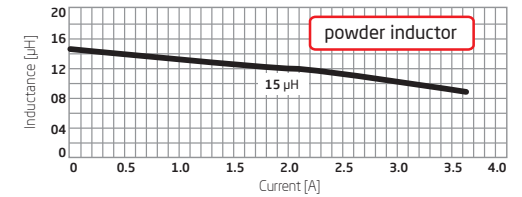


Abbildung 3

Wissenswertes

1 Die dynamische Induktivität L_d wird häufig in der Induktorgleichung $V = L_d di/dt$ verwendet, wobei V die Spannung und I der Strom des Induktors ist. Der Induktor verfügt auch über eine statische Induktivität, die als Parameter in der Gleichung $\Phi = L_s I$ verwendet wird, wobei Φ der magnetische Fluss ist. Bei einem linearen Induktor gilt $L_d = L_s$. Bei einem nichtlinearen Induktor gilt $L_d = L_s + I dL_s / dI$. Die L_d/I -Kurve wird von den Induktorherstellern bereitgestellt. Für manche Schaltkreissimulatoren wird die L_s/I -Kurve benötigt. Die Kurve ist vom Kernmaterial, von der Temperatur und von den Fertigungstoleranzen abhängig. Bei einem linearen Induktor mit der Induktivität L_d wird die Spitze-zu-Spitze-Stromwelligkeit mit der Formel $\Delta I_{pp} = (V_{in} - V_{out})V_{out} / (V_{in} f_s L_d)$ berechnet. Durch Umkehren dieser Formel erhält man $L_d = (V_{in} - V_{out})V_{out} / (V_{in} f_s \Delta I_{pp})$. Diese Formel kann verwendet werden, um L_d aus den Werten ΔI_{pp} , V_{in} , V_{out} und f_s zu berechnen. 2 Die Abbildungen 4 und 5 zeigen, dass bei einem Induktor mit Pulverkern und einer Nenninduktivität von 15 µH die Stromwelligkeit bei hohem Laststrom geringer ist als bei einem Induktor mit Ferritkern und einer Nenninduktivität von 18 µH, während bei niedrigem Laststrom das Gegenteil der Fall ist. Aus den L/I-Kurven der beiden Induktoren in Abbildung 6 lässt sich ersehen, dass dieses Verhalten durch die unterschiedliche Art verursacht wird, auf die der Pulverkern und der Ferritkern in die Sättigung geraten. Tatsächlich ist die Induktivität des Pulverkerns bei hohem Strom größer als die des Ferritkerns.

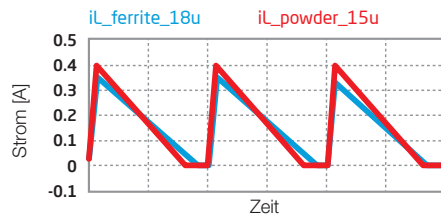


Abbildung 4: $I_{load} = 0.15 A$

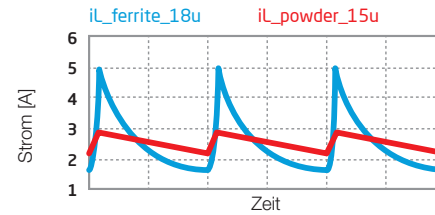


Abbildung 5: $I_{load} = 2.5 A$

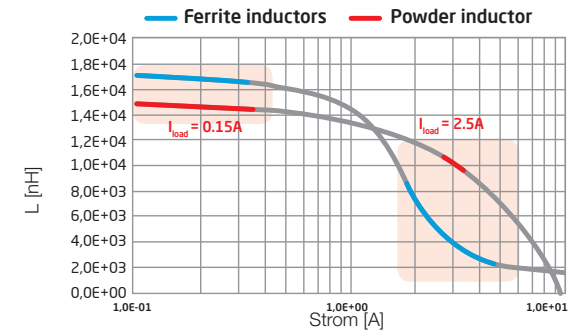


Abbildung 6



Versuchsaufbau: Konfiguration

Für dieses Experiment werden folgende Geräte benötigt: ein GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄT, ein OSZILLOSKOP und EINE ELEKTRONISCHE GLEICHSPANNUNGSLAST. Wie die Geräte **verbunden** werden, wird in Abbildung 7 gezeigt.

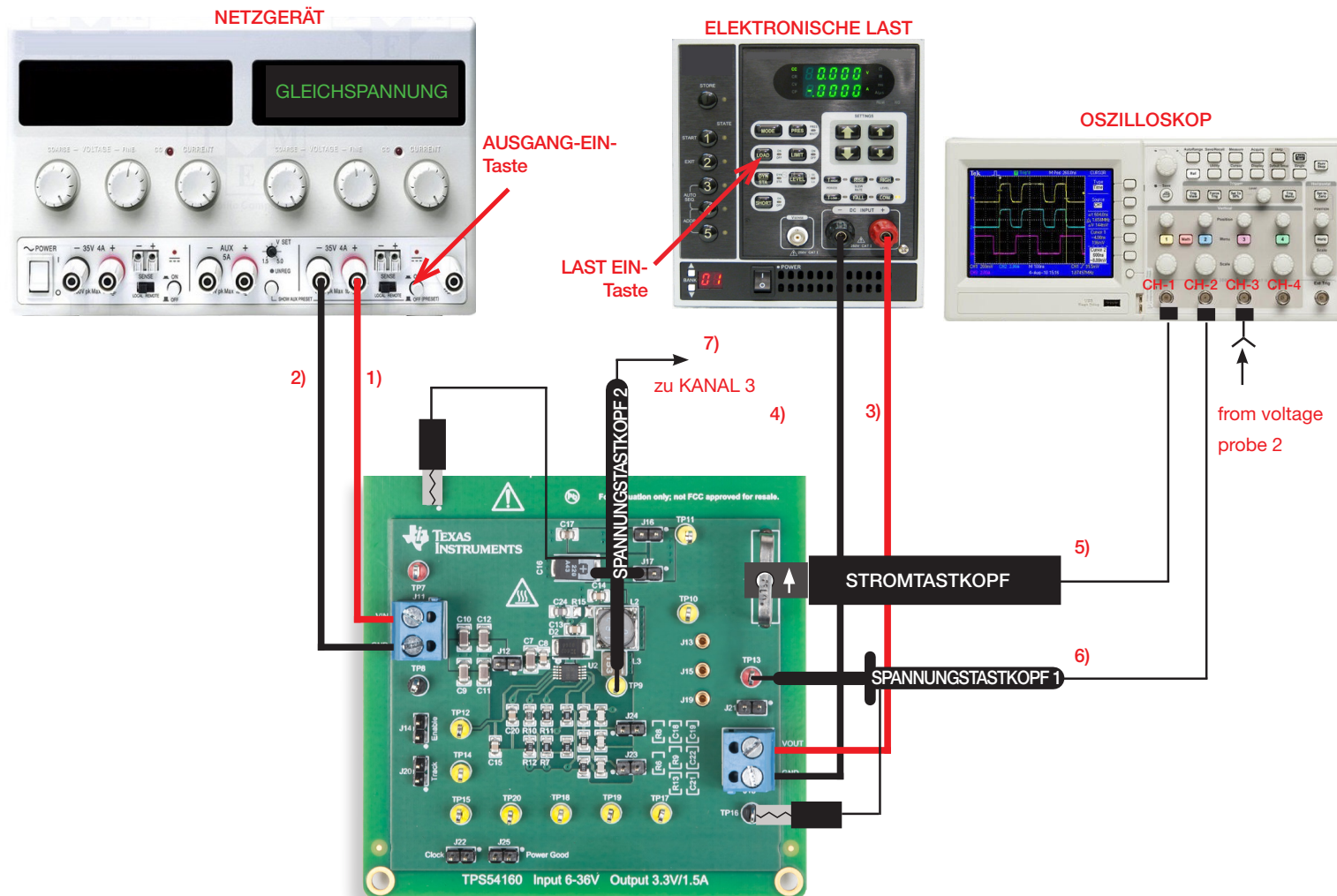


Abbildung 7. Versuchsaufbau



Versuchsaufbau: Anleitung

Vergewissern Sie sich, dass alle Geräte ausgeschaltet sind, und stellen Sie die folgenden **Verbindungen** her:

- 1) Verbinden Sie den PLUS-AUSGANG (ROT) des NETZGERÄTS mit dem EINGANG (VIN) der Schraubklemme J_{11} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 2) Verbinden Sie den MINUS-AUSGANG (SCHWARZ) des NETZGERÄTS mit der MASSE (GND) der Schraubklemme J_{11} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 3) Verbinden Sie den Ausgang (VOUT) der Schraubklemme J_{18} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine mit dem PLUS-EINGANG (ROT) der ELEKTRONISCHEN LAST.
- 4) Verbinden Sie den MINUS-EINGANG (SCHWARZ) der ELEKTRONISCHEN LAST mit der MASSE (GND) der Schraubklemme J_{18} auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 5) Schließen Sie einen Stromtastkopf an Kanal 1 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den Messwiderstand R_s der TPS54160-Abwärtsreglerplatine
[**HINWEIS:** Achten Sie darauf, dass der Pfeil auf den Tastkopfklemmen dem Stromfluss vom Induktor zum Ausgangskondensator entspricht.]
- 6) Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 2 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie dessen Spitze (Plus) an den TESTPIN TP_{13} , und dessen Krokodilklemme (Masse) an den TESTPIN TP_{16} , um die Ausgangsspannung des TPS54160-Abwärtsreglers zu messen.
[**WARNUNG:** AUF KEINEN FALL den Plus- und den Masseanschluss des Spannungstastkopfes vertauschen.]
- 7) Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 3 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den TESTPIN TP_9 (Schaltknotenspannung) der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.



Prüfung 1: Vorbereitung und Verfahren

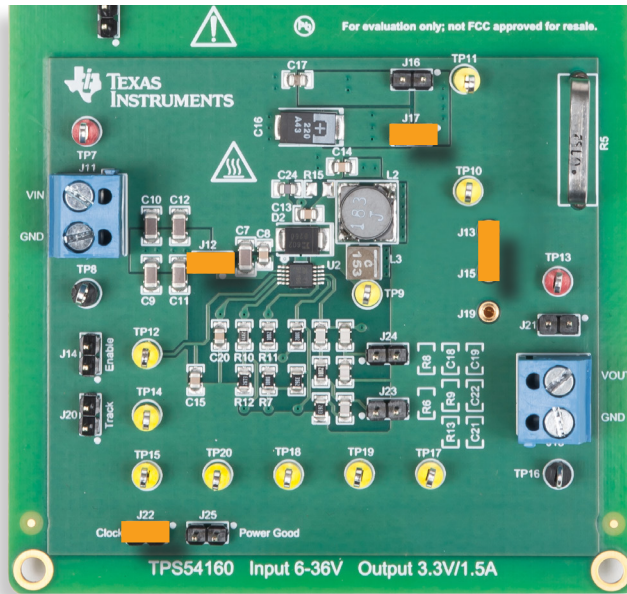


Abbildung 8. TPS54160-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 1

Anfängliche Jumperkonfiguration (siehe Abbildung 8):

- **J₁₃ – J₁₅ gebrückt** → Induktor L₂ (18 µH, Ferrit) verbunden
- **J₁₇ gebrückt** → Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF) verbunden
- **J₁₄ offen** → Internes Signal aktiviert
- **J₂₀ offen** → Internes Softstartsignal aktiviert
- **J₂₁ offen** → Ausgangskondensator verbunden mit Spannungssensoren R₆ – R₈
- **J₁₂ gebrückt** → Eingangskondensatoren C₉ – C₁₂ (4 x 4.7 µF) verbunden
- **J₁₆ offen** → Ausgangskondensator C₁₇ (10 µF) getrennt
- **J₂₂ gebrückt** → Schaltfrequenz f_s = 500 kHz
- **J₂₃ und J₂₄ offen** → Kompensation für Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF)
- **J₂₅ offen** → Power-Good-Signal aktiviert

Prüfverfahren:

- 1) Das Oszilloskop einschalten, KANAL 1 und KANAL 3 auf DC 1 MΩ- und KANAL 2 auf DC 50 Ω-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 3 als Trigger-Quelle auswählen und den Stromastkopf entmagnetisieren, um mögliche Gleichstrom-Vorspannung zu beseitigen.
- 2) Das NETZGERÄT einschalten (die Taste "AUSGANG EIN" muss in der Stellung OFF sein), dann die SPANNUNG auf 12 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1 A einstellen.
- 3) Die ELEKTRONISCHE LAST einschalten (die Taste "LAST EIN" muss in der Stellung OFF sein), den KONSTANTSTROMMODUS konfigurieren und den Strom auf 0.15 A einstellen.
- 4) Die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollten die Kurve von KANAL 1 (Ausgangsspannung) des OSZILLOSKOPS als flache horizontale Linie bei 3.3 V und die Kurve von KANAL 3 (Schaltknotenspannung) als Rechteckwelle, die zwischen der Eingangsspannung und einer geringen negativen Spannung schwingt, angezeigt werden (wenn die Wellenformen nicht diesen Angaben entsprechen, die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 5) Die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen. Nun sollten die Kurve von KANAL 2 (Induktorstrom) des OSZILLOSKOPS als dreieckförmige Wellenform mit 0.15 A Durchschnittswert und die Kurve von KANAL 1 (Ausgangsspannung) als flache horizontale Linie bei 3.3 V angezeigt werden (wenn die angezeigten Wellenformen und Werte deutlich von diesen Angaben abweichen, die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 6) Die Spitze-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung und des Induktorstroms ablesen und die Werte in Tabelle 1 eintragen. Danach diesen Schritt für alle in Tabelle 1 angegebenen Laststrom- und Eingangsspannungswerte wiederholen (die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS und die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST müssen zum Ändern von Eingangsspannung und Laststrom nicht in die Stellung OFF gebracht werden).
- 7) Die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen, dann die Jumper **J₁₃ – J₁₅** öffnen, um den Induktor L₂ (Ferritkern, 18 µH) zu trennen, und die Jumper **J₁₅ – J₁₉** überbrücken, um den Induktor L₃ (Pulverkern, 15 µH) zu verbinden, und die Schritte 4) bis 6) wiederholen.
- 8) Nach den Messungen die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste "AUSGANG EIN" des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 1: Messungen und Berechnungen

- 1) Die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung ΔV_{outpp} und des Eingangsstroms ΔI_{pp} messen und in die Tabelle 1 eintragen.
- 2) Die Ergebnisse analysieren, die Fragen beantworten und die Beobachtungen anhand der Induktivitäts-/Stromformeln und Informationen im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* erläutern.

Tabelle 1: Welligkeit der Ausgangsspannung und des Induktorstroms des Abwärtsreglers TPS54160 bei verschiedenen Eingangsspannungen und Lastströmen

(1) ΔV_{outpp}	(2) ΔI_{pp}	L = L ₂ (J ₁₃ - J ₁₅ gebrückt)						L = L ₃ (J ₁₅ - J ₁₉ gebrückt)					
		I _{out}						I _{out}					
		0.15 A		0.75 A		1.5 A		0.15 A		0.75 A		1.5 A	
V _{in} = 12 V		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
V _{in} = 18 V		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
V _{in} = 24 V		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)

Induktoren:

L₂ (Ferrit, J₁₃ - J₁₅ gebrückt):

L_{nom} = 18 μH σ = 3.22
L_{sat} = 1 μH, I_{50%} = 1.5 A

(Anhand der Teilenummer auf der Hersteller-Website nach näheren Informationen zu L₂ suchen)

L₃ (Pulver, J₁₅ - J₁₉ gebrückt):

L_{nom} = 15 μH, L_{30%} = 10.5 μH,
I_{30%} = 2.8 A

(Anhand der Teilenummer auf der Hersteller-Website nach näheren Informationen zu L₃ suchen)

Ausgangskondensator:

J₁₆ gebr., J₁₇ offen:

C_{out} = C₁₇ = 10 μF, ESR = 5 mΩ

J₁₆ offen, J₁₇ gebr.:

C_{out} = C₁₆ = 220 μF, ESR = 25 mΩ

Schaltfrequenz:

J₂₂ gebrückt: f_s = 500 kHz

J₂₂ offen: f_s = 250 kHz

Antworten:

- 1) Wie ändert sich der Ripplestrom bei steigendem Laststrom?

<input type="checkbox"/> Nimmt zu	<input type="checkbox"/> Nimmt ab	<input type="checkbox"/> Hängt von der Eingangsspannung ab
-----------------------------------	-----------------------------------	--
- 2) Hat der Ripplestrom eine Dreieckwellenform?

<input type="checkbox"/> Ja	<input type="checkbox"/> Nein	<input type="checkbox"/> Hängt vom Laststrom ab
-----------------------------	-------------------------------	---
- 3) Bei welchem Induktor ist der Ripplestrom am höchsten?

<input type="checkbox"/> L ₂	<input type="checkbox"/> L ₃	<input type="checkbox"/> Hängt von Eingangsspannung und Laststrom ab
---	---	--



Test#2: preparation and procedure

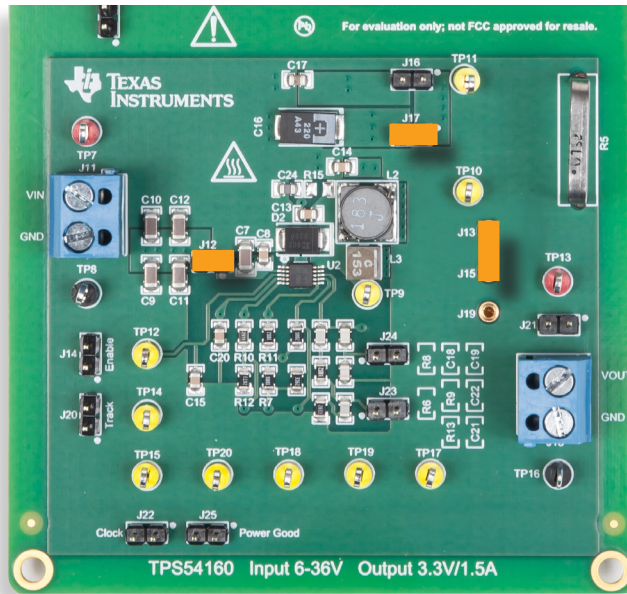


Abbildung 9. TPS54160-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 2

Anfängliche Jumperkonfiguration (siehe Abbildung 9):

- **J₁₃ – J₁₅ gebrückt** → Induktor L₂ (18 µH, Ferrit) verbunden
- **J₁₇ gebrückt** → Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF) verbunden
- **J₁₄ offen** → Internes Signal aktiviert
- **J₂₀ offen** → Internes Softstartsignal aktiviert
- **J₂₁ offen** → Ausgangskondensator verbunden mit Spannungssensoren R₆ – R₈
- **J₁₂ gebrückt** → Eingangskondensatoren C₉ – C₁₂ (4 x 4.7 µF) verbunden
- **J₁₆ offen** → Ausgangskondensator C₁₇ (10 µF) getrennt
- **J₂₂ offen** → Schaltfrequenz **f_s = 250 kHz**
- **J₂₃ und J₂₄ offen** → Kompensation für Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF)
- **J₂₅ offen** → Power-Good-Signal aktiviert

Prüfverfahren:

- 1) Das OSZILLOSKOP einschalten, KANAL 1 und KANAL 3 auf DC 1 MΩ-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2 auf DC 50 Ω-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 3 als Trigger-Quelle auswählen und den Stromastkopf entmagnetisieren, um mögliche Gleichstrom-Vorspannung zu beseitigen.
- 2) Das NETZGERÄT einschalten (die Taste "AUSGANG EIN" muss in der Stellung OFF sein), dann die SPANNUNG auf 6 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1 A einstellen.
- 3) Die ELEKTRONISCHE LAST einschalten (die Taste "LAST EIN" muss in der Stellung OFF sein), den KONSTANTSTROMMODUS konfigurieren und den Strom auf 1 A einstellen.
- 4) Die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollten die Kurve von KANAL 1 (Ausgangsspannung) des OSZILLOSKOPS als flache horizontale Linie bei 3.3 V und die Kurve von KANAL 3 (Schaltknotenanspannung) als Rechteckwelle, die zwischen der Eingangsspannung und einer geringen negativen Spannung schwingt, angezeigt werden (wenn die Wellenformen nicht diesen Angaben entsprechen, die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 5) Die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen. Nun sollten die Kurve von KANAL 2 (Induktorstrom) des OSZILLOSKOPS als dreieckförmige Wellenform mit 1 A Durchschnittswert und die Kurve von KANAL 1 (Ausgangsspannung) als flache horizontale Linie bei 3.3 V angezeigt werden (wenn die Werte deutlich von diesen Angaben abweichen, die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 6) Die Spitze-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung und des Induktorstroms ablesen und die Werte in Tabelle 1 eintragen. Danach diesen Schritt für alle in Tabelle 1 angegebenen Laststrom- und Eingangsspannungswerte wiederholen (die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS und die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST müssen zum Ändern von Eingangsspannung und Laststrom nicht in die Stellung OFF gebracht werden).
- 7) Die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen, dann die Jumper **J₁₃ – J₁₅** öffnen, um den Induktor L₂ (Ferritkern, 18 µH) zu trennen, und die Jumper **J₁₅ – J₁₉** überbrücken, um den Induktor L₃ (Pulverkern, 15 µH) zu verbinden, und die Schritte 2) bis 6) wiederholen.
- 8) Die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste "AUSGANG EIN" des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und dann den Jumper **J₂₂** überbrücken, um die Schaltfrequenz auf **f_s = 500 kHz** einzustellen, und die Schritte 2) bis 7) wiederholen.
- 9) Nach den Messungen die Taste "LAST EIN" der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste "AUSGANG EIN" des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 2: Messungen und Berechnungen

- Die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms ΔI_{pp} messen, die äquivalente Induktivität mit der Formel $L_d = (V_{in} - V_{out}) V_{out} / (V_{in} f_s \Delta I_{pp})$ berechnen und das Ergebnis in die Tabellen 2 und 3 für die zwei Schaltfrequenzen $f_s = 250 \text{ kHz}$ und $f_s = 500 \text{ kHz}$ eintragen.
- Die Ergebnisse analysieren, die Fragen beantworten und die Beobachtungen anhand der Induktivitäts-/Stromformeln und Informationen im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* erläutern.

Tabelle 2: Welligkeit des Induktorstroms und berechnete Induktivität beim Abwärtsregler TPS54160 für die Schaltfrequenz $f_s = 250 \text{ kHz}$

(1) ΔI_{pp} gemessen	(2) L [μH] berechnet	L = L ₂ (J ₁₃ - J ₁₅ gebrückt)						L = L ₃ (J ₁₅ - J ₁₉ gebrückt)					
		I _{out} = 1 A		I _{out} = 1.5 A		I _{out} = 2.0 A		I _{out} = 1 A		I _{out} = 1.5 A		I _{out} = 2.0 A	
V _{in} = 6 V		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
V _{in} = 36 V		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)

Tabelle 3: Welligkeit des Induktorstroms und berechnete Induktivität beim Abwärtsregler TPS54160 für die Schaltfrequenz $f_s = 500 \text{ kHz}$

(1) ΔI_{pp} gemessen	(2) L [μH] berechnet	L = L ₂ (J ₁₃ - J ₁₅ gebrückt)						L = L ₃ (J ₁₅ - J ₁₉ gebrückt)					
		I _{out} = 1 A		I _{out} = 1.5 A		I _{out} = 2.0 A		I _{out} = 1 A		I _{out} = 1.5 A		I _{out} = 2.0 A	
V _{in} = 6 V		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
V _{in} = 36 V		(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)

Induktoren:

L₂ (Ferrit, J₁₃ - J₁₅ gebrückt):

L_{nom} = 18 μH $\sigma = 3.22$

L_{sat} = 1 μH , I_{50%} = 1.5 A

(Anhand der Teilenummer auf der Hersteller-Website nach näheren Informationen zu L₂ suchen)

L₃ (Pulver, J₁₅ - J₁₉ gebrückt):

L_{nom} = 15 μH , L_{30%} = 10.5 μH ,

I_{30%} = 2.8 A

(Anhand der Teilenummer auf der Hersteller-Website nach näheren Informationen zu L₃ suchen)

Ausgangskondensator:

J₁₆ gebr., J₁₇ offen:

C_{out} = C₁₇ = 10 μF , ESR = 5 m Ω

J₁₆ offen, J₁₇ gebr.:

C_{out} = C₁₆ = 220 μF , ESR = 25 m Ω

Schaltfrequenz:

J₂₂ gebrückt: f_s = 500 kHz

J₂₂ offen: f_s = 250 kHz

Antworten:

1) Wie ändert sich die äquivalente Induktivität bei steigendem Laststrom?

Nimmt zu Nimmt ab Hängt von der Eingangsspannung ab

2) Prognostizieren Sie, welcher Induktor unter den folgenden Betriebsbedingungen die geringste Stromwelligkeit sicherstellt, und verifizieren Sie dies durch Messungen:

I_{out} = 0.5 A, V_{in} = 24 V, f_s = 250 kHz:

L₂ L₃

I_{out} = 1.5 A, V_{in} = 12 V, f_s = 500 kHz:

L₂ L₃



Erörterung

In Prüfung 1 haben wir den Zusammenhang zwischen der Spitze-zu-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms, der Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung und den Betriebsbedingungen bei verschiedenen Eingangsspannungen und Lastströmen untersucht. Dabei wurde die Sättigung des Induktors berücksichtigt, die vom Material des Magnetkerns beeinflusst wird.

In *Experiment 2* haben wir bereits den Einfluss der Betriebsbedingungen auf die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms analysiert. Die Eigenschaft, die wir hier untersuchen, ist die Sättigung der Induktoren, speziell des Induktors mit Ferritkern. Es ist insbesondere zu beobachten, dass die Größe der Spitze-zu-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms bei steigendem Laststrom zunimmt. Dies wird durch die Sättigung des Induktors verursacht. Die relative Zunahme der Welligkeitsgröße ist bei einem Ferritkern höher als bei einem Pulverkern. Der Grund für diesen Unterschied liegt im Material des Magnetkerns.

Ein Ferritkern besteht aus einem kompakten Material, dem Ferrit, das aus Eisenoxid besteht und zudem Elemente wie Mangan und Zink enthält. Ferrite können je nach Zusammensetzung unterschiedliche Eigenschaften haben. Im Allgemeinen ist die magnetische Permeabilität von Ferrit bei einer geringen magnetischen Feldstärke H (die proportional zum Stromfluss durch die Induktorwicklung ist) hoch und nimmt aufgrund der Magnetisierung des Materials immer mehr und immer schneller ab, wenn die magnetische Feldstärke größer wird. Aus diesem Grund gibt es bei Induktoren mit Ferritkern einen scharfen Übergang in die Sättigung, wie in Abbildung 2 dargestellt und durch die Gleichung (1) im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* beschrieben.

Ein Pulverkern besteht aus mikrogranularem Material, das sich aus kleinen Partikeln von Legierungen mit Elementen wie Eisen, Nickel und Molybdän zusammensetzt, die komprimiert sind und das Aussehen sowie die Konsistenz eines festen Materials annehmen. Die verbliebenen kleinen Luftlöcher zwischen den Partikeln erzeugen eine Art von verteiltem Luftspalt im gesamten Material. Der globale Effekt des verteilten Luftspalts besteht in der Reduzierung der äquivalenten Permeabilität des Materials und in der Linearisierung seiner Abhängigkeit von der magnetischen Feldstärke. Aus diesem Grund ist bei Induktoren mit Pulverkern der Übergang in die Sättigung bei steigendem Stromfluss durch die Induktorwicklung linear und sanfter als bei Induktoren mit Ferritkern, wie in Abbildung 3 dargestellt und durch die Gleichung (2) im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* beschrieben.

Eine höhere Eingangsspannung begünstigt die Sättigung des Induktors, da sie zu einem größeren Volt-Sekunde-Produkt führt, das wiederum die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms erhöht. Die für Prüfung 1 ausgewählten Laststromwerte ermöglichen die Untersuchung verschiedener Betriebsbereiche der beiden optionalen Induktoren des Abwärtsreglers TPS54160 hinsichtlich ihrer Induktivität als Funktion des Stroms. Bei niedrigem Laststrom führt der Induktor mit Pulverkern zu einer höheren Stromwelligkeit als der Induktor mit Ferritkern, während dies bei hohem Laststrom umgekehrt ist.

In Prüfung 2 haben wir die äquivalente Induktivität des Induktors berechnet und dabei die Kernsättigung berücksichtigt, die vom Material des Magnetkerns beeinflusst wird.

Die drei für Prüfung 2 ausgewählten Laststromwerte ermöglichen die Untersuchung des Betriebsbereichs der beiden Induktoren, in dem die Sättigung deutlicher auftritt, was zu einer stärkeren Abnahme der äquivalenten Induktivität führt. Die experimentellen Beispielkurven in den Abbildungen 10 und 11 zeigen, dass die Wellenformen der beiden Induktoren bei niedrigem Laststrom dreieckig sind. Das Diagramm in Abbildung 12 zeigt hingegen, dass bei hohem Laststrom die Stromwellenform des Induktors mit Ferritkern nicht mehr dreieckig ist, sondern eine Sägezahnform aufweist. Die äquivalente Induktivität des Induktors ist in diesem Fall viel niedriger als dessen Nennwert. Dies ist die Auswirkung des scharfen Übergangs in die Sättigung bei Ferritkernen. Dagegen bleibt die Stromwellenform des Induktors mit Pulverkern in Abbildung 13 auch bei hohem Laststrom dreieckig und die äquivalente Induktivität nimmt nicht deutlich ab, was eine Folge der viel sanfteren Sättigung ist. **[HINWEIS:** Es kann passieren, dass die interne Strombegrenzung des TPS54160-Chips den Abwärtsregler bei einem bestimmten Strom (ca. 2 A) abschaltet. In diesem Fall die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die Prüfung mit einem geringeren maximalen Strom wiederholen. Unter *Experiment 5* sind nähere Informationen zum Einfluss der Induktorsättigung auf die Wirkung der Strombegrenzung zu finden.]



Experimentelle Oszilloskopkurven

Die experimentellen Beispielkurven in den Abbildungen auf dieser Seite stellen die Wellenformen des Induktorstroms und der Ausgangsspannung des Abwärtsreglers TPS54160 unter verschiedenen Betriebsbedingungen dar.

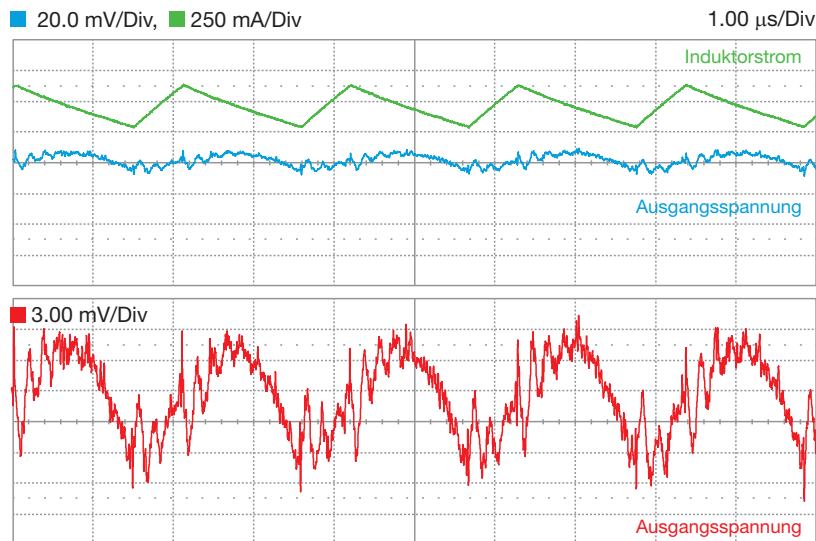


Abbildung 10. $V_{in} = 12\text{ V}$, $I_{out} = 0.15\text{ A}$, $f_s = 500\text{ kHz}$, $L = L_2 = 18\text{ }\mu\text{H}$ (Ferrit)

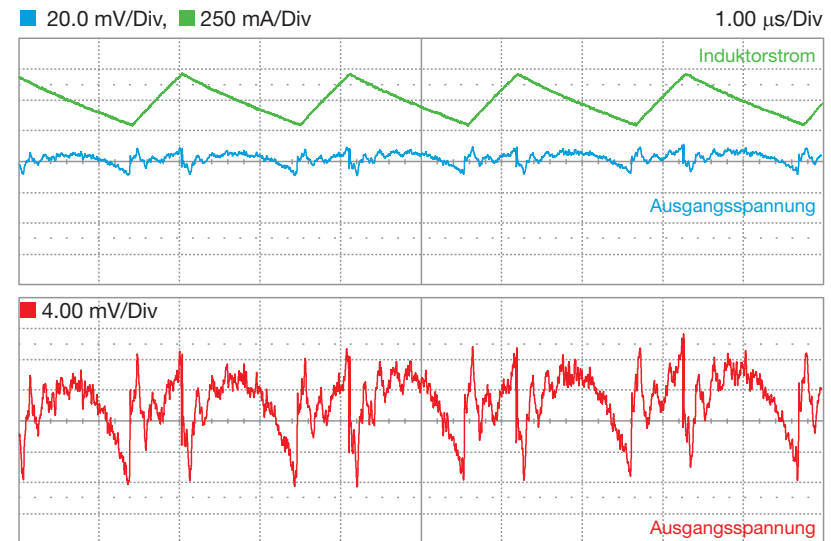


Abbildung 11. $V_{in} = 12\text{ V}$, $I_{out} = 0.5\text{ A}$, $f_s = 500\text{ kHz}$, $L = L_3 = 15\text{ }\mu\text{H}$ (Pulver)

Die Wellenformen in den Abbildungen 10 und 11 sind typisch für Induktoren in Schaltnetzteilen, die mit einem Stromdurchschnittswert arbeiten und bei denen die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit so gering ist, dass kein sichtbarer Sättigungseffekt auftritt.

In der Realität ist selbst unter diesen Bedingungen die Induktivität der beiden Induktoren niedriger als deren Nennwert. Dies kann durch Anwendung der Formel, die im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* gezeigt und in Prüfung 2 verwendet wird, bewiesen werden. Mit ihr kann die äquivalente Induktivität eines Induktors anhand der gemessenen Werte von Eingangsspannung V_{in} , Ausgangsspannung V_{out} , Schaltfrequenz f_s und Spitze-zu-Spitze-Stromwelligkeit ΔI_{pp} berechnet werden.

Die Induktorsättigung ist kein Phänomen, das plötzlich auftritt, wenn der Strom einen bestimmten Schwellenwert überschreitet. Es handelt sich vielmehr um einen fortschreitenden und sanften Vorgang, der beginnt, sobald Strom durch den Induktor fließt, und dann mehr und mehr offensichtlich wird, während der Strom zunimmt.



Experimentelle Oszilloskopkurven

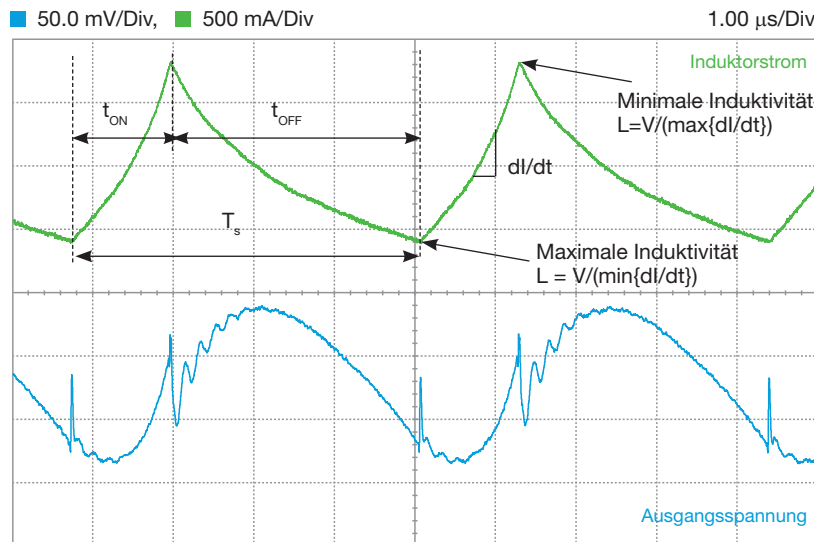


Abbildung 12. $V_{in} = 12 \text{ V}$, $I_{out} = 1.9 \text{ A}$, $f_s = 250 \text{ kHz}$, $L = L_2 = 18 \mu\text{H}$ (Ferrit)

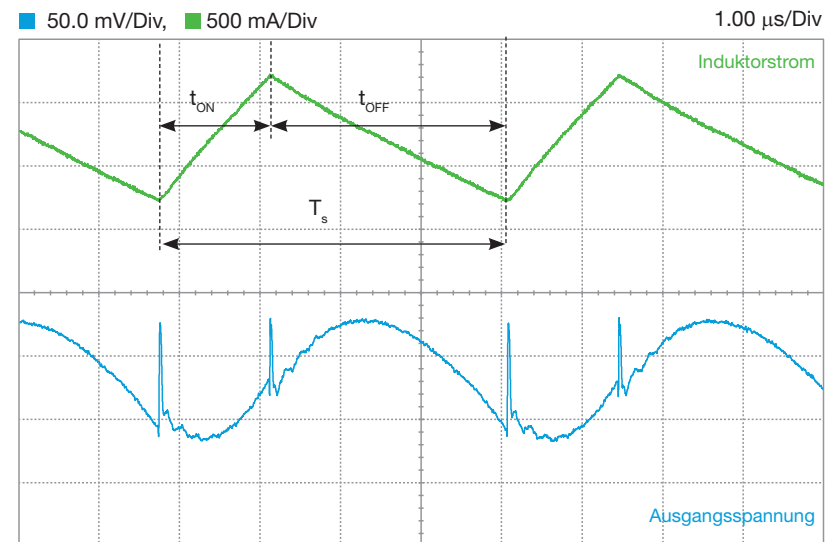


Abbildung 13. $V_{in} = 12 \text{ V}$, $I_{out} = 2.25 \text{ A}$, $f_s = 250 \text{ kHz}$, $L = L_3 = 15 \mu\text{H}$ (Pulver)

Die grüne Wellenform in Abbildung 12 ist typisch für Induktoren mit Ferritkern in Schaltnetzteilen, die mit einem Stromdurchschnittswert arbeiten und bei denen die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit ausreichend groß ist, damit ein sichtbarer Sättigungseffekt auftritt. Unter diesen Bedingungen ist die Induktivität von Induktoren mit Ferritkern niedriger als deren Nennwert und ändert sich auch während der Schaltperiode, weil diese in dem Bereich der L/I -Kurve liegt, in dem die Induktivität stark abnimmt. Die Induktivität ist somit am höchsten zu Beginn der Periode (wo die Ableitung des Stroms dl/dt am Minimum ist) und am niedrigsten am Ende der Einschaltzeit des MOSFET (wo die Ableitung des Stroms dl/dt am Maximum ist).

Durch Vergleichen von Abbildung 13 mit Abbildung 12 lässt sich feststellen, dass die Welligkeit beim Induktor mit Pulverkern geringer ist, obwohl dessen Nenninduktivität kleiner als die des Induktors mit Ferritkern ist ($15 \mu\text{H}$ bzw. $18 \mu\text{H}$) und er einem höheren Strom ausgesetzt ist als der Induktor mit Ferritkern (2.25 A bzw. 1.9 A). Die Welligkeit der Ausgangsspannung (blaue Kurve) ist ebenfalls kleiner, was zu erwarten ist, wenn man berücksichtigt, dass der Ausgangskondensator eine geringere Stromwelligkeit glätten muss.

[HINWEIS: Durch sorgfältiges Vergleichen der Abbildungen 12 und 13 lässt sich feststellen, dass die Einschaltzeit des MOSFET in Abbildung 13 ein wenig länger als die in Abbildung 12 ist, obwohl die Eingangsspannung gleich ist. Dies ist eine Wirkung des höheren Stroms und der dadurch verursachten größeren Verluste des Abwärtsreglers, die zu einer Erhöhung des Tastverhältnisses führen.]

Experiment 5

In diesem Experiment wird untersucht, wie sich die Sättigung des Induktorkerns auf die Strombegrenzung eines Abwärtsreglers auswirkt. Dazu wird der Abwärtsregler TPS54160 verwendet.



Fallstudie

In diesem Experiment wird untersucht, wie sich die Sättigung des Induktorkerns auf die Strombegrenzung eines Abwärtsreglers auswirkt.

Abbildung 1 zeigt ein vereinfachtes Schaltbild des Abwärtsreglers, aus dem ersichtlich ist, dass der Induktor wie eine Stromquelle funktioniert, die linear von der Steuerspannung V_c (der COMP-PIN-Spannung des TPS54160) gesteuert wird, so dass $I_L = g_{mps} \cdot V_c$ gilt, wobei g_{mps} die Transkonduktanz des PCC-Abwärtsreglers ist. Dieses Verhalten wird durch den PCC-Schaltkreis des TPS54160 verursacht, wie in *Experiment 3* erörtert wurde. Wenn der Laststrom zunimmt, wird ein Abfall der Ausgangsspannung durch den Spannungssensor festgestellt, und der PCC-Schaltkreis des TPS54160 erhöht die Rückkopplungssteuerspannung V_c , was zu einem Anstieg des durchschnittlichen Induktorstroms führt. Der maximale Laststrom des Abwärtsreglers wird durch die interne Strombegrenzung des TPS54160 beschränkt, die aktiviert wird, wenn die Steuerspannung V_c einen bestimmten Schwellenwert V_{cmax} erreicht. Wenn dies geschieht, fällt die Ausgangsspannung V_{out} unter den Sollwert. Die Aktivierung der Strombegrenzung wird durch den durchschnittlichen Laststrom und die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms bedingt, die wiederum von der Eingangsspannung V_{in} , der Schaltfrequenz f_s und der Induktivität L des Induktors abhängt. Der Induktor kann bei hohem Strom gesättigt werden, und die Induktivität nimmt je nach Art des magnetischen Kernmaterials bei steigendem Strom auf unterschiedliche Weise ab (siehe *Experiment 4*). Dies kann dazu führen, dass die Strombegrenzung vom Typ des Induktors abhängig ist.

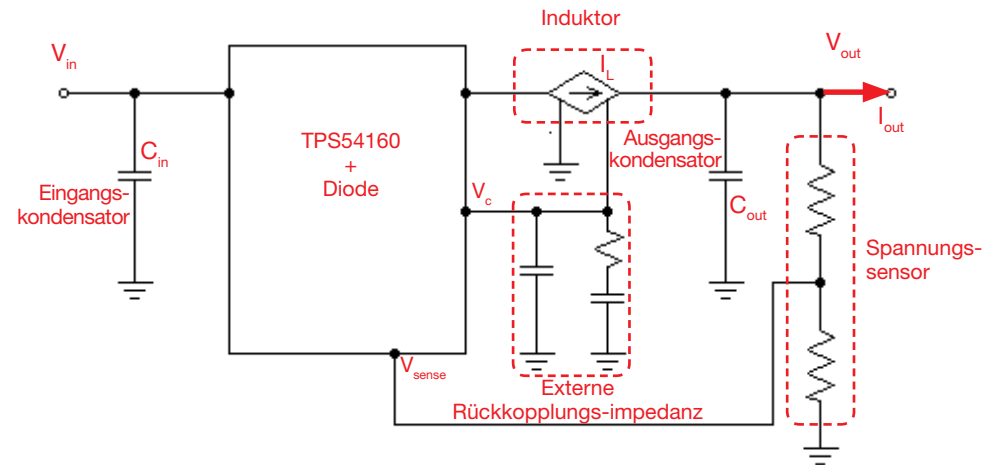


Abbildung 1. Vereinfachter Schaltplan des Abwärtsreglers TPS54160

Prüfung 1. Wir messen den maximalen Strom, den der Regler an die Last liefern kann, indem wir den Laststrom bis zu dem Punkt erhöhen, an dem die Strombegrenzung den Regler abschaltet. Bei der Prüfung werden verschiedene Eingangsspannungen und die beiden optionalen Induktoren des Abwärtsreglers TPS54160 verwendet.

Prüfung 2. Wir wiederholen die Messungen von Prüfung 1 mit verschiedenen Ausgangskondensatoren und Schaltfrequenzen, um zu beobachten, ob und wie die Welligkeit der Steuerspannung V_c die Wirkung der Strombegrenzung beeinflusst.



Theoretischer Hintergrund

Aufgrund ihres verschiedenen Sättigungsverhaltens wirken sich Induktoren mit Ferrit- und mit Pulverkern unterschiedlich auf die Wirkung der Strombegrenzung aus, wie unten anhand der Computersimulation näher erläutert wird. (Nähere Informationen zu den Strombegrenzungsfunktionen des TPS54160 sind in [5] zu finden).

Verhalten von Induktoren mit Pulver- und Ferritkern bei niedrigem und hohem Strom

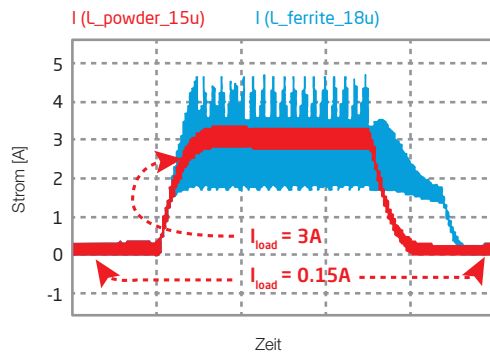


Abbildung 2

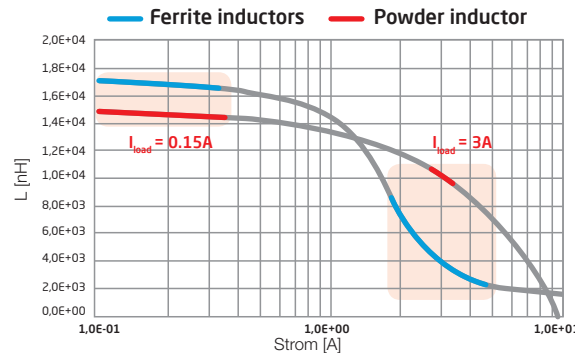


Abbildung 3

Abbildung 2 zeigt eine Simulation der Ströme des 18- μ H-Induktors L_2 mit Ferritkern und des 15- μ H-Induktors L_3 mit Pulverkern, wenn der Laststrom von 0.15 A auf 3 A steigt und umgekehrt. Abbildung 3 zeigt den Arbeitspunkt der beiden Induktoren auf der L/I-Kurve während der Schaltperiode (stellt also die Welligkeit auf der L/I-Kurve dar) bei 0.15 A und 3 A Laststrom. Aufgrund der starken Abnahme der Induktivität des Induktors mit Ferritkern bei 3 A wird dessen Spitze-zu-Spitze-Stromwelligkeit viel größer als beim Induktor mit Pulverkern.

Einfluss von Induktoren mit Pulver- und Ferritkern auf die Strombegrenzung

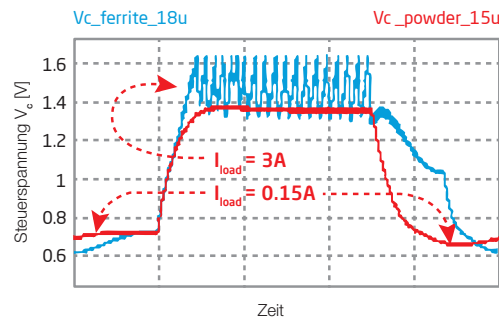


Abbildung 4

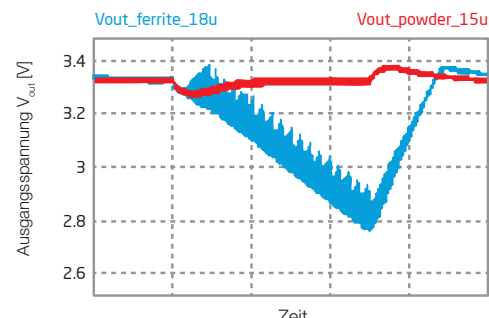


Abbildung 5

Abbildung 4 zeigt, dass die Steuerspannung V_c bei hohem Laststrom aufgrund der größeren Spitze-zu-Spitze-Stromwelligkeit von Induktoren mit Ferritkern bei L_2 stärker steigen kann als bei L_3 . Daher liegt der Grenzwert der Laststrombegrenzung (der maximale Strom, bei dem der Regler die Ausgangsspannung regeln kann) bei einem Induktor mit Pulverkern höher als bei einem Induktor mit Ferritkern. Die Abbildungen 4 und 5 zeigen in der Tat, dass der Induktor mit Pulverkern bei einem Laststrom von 3 A die Ausgangsspannung bei 3.3 V regeln kann, während der Induktor mit Ferritkern keine 3 A Strom liefern kann, da die Strombegrenzung aktiviert wird (die Ausgangsspannung sinkt weit unter 3.3 V und erholt sich, wenn die Last weniger Strom zieht).

Wissenswertes

- 1 Induktoren mit Ferritkern werden nicht bei starker Sättigung verwendet.
- 2 Eine mäßige Sättigung kann bei Netzteilen mit hoher Leistungsdichte zulässig sein, in denen Bauteile mit geringer Kerngröße benötigt werden.
- 3 Induktoren mit Pulverkern sind größer und haben eine höhere Verlustleistung als Induktoren mit Ferritkern.
- 4 Eine höhere Übergangsfrequenz der Spannungsschleifenverstärkung vergrößert die Schaltwelligkeit der Steuerspannung und senkt den maximalen Laststrom.



Experiment set-up: configuration

Für dieses Experiment werden folgende Geräte benötigt: ein GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄT, ein OSZILLOSKOP und eine ELEKTRONISCHE GLEICHSPANNUNGSLAST. Wie die Geräte verbunden werden, wird in Abbildung 6 gezeigt.

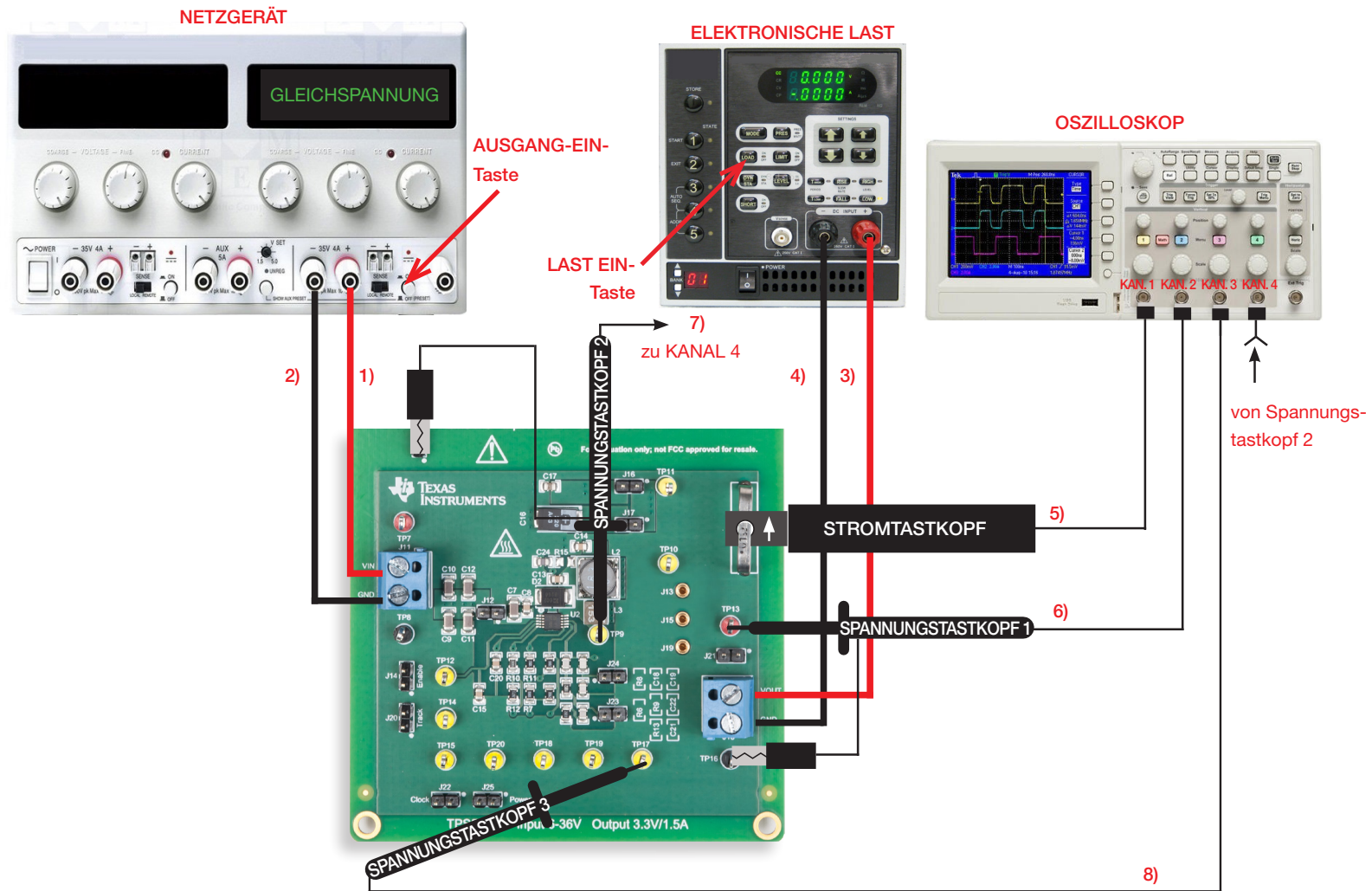


Abbildung 6. Versuchsaufbau



Versuchsaufbau: Anleitung

Vergewissern Sie sich, dass alle Geräte ausgeschaltet sind, und stellen Sie die folgenden **Verbindungen** her:

- 1) Verbinden Sie den PLUS-AUSGANG (ROT) des NETZGERÄTS mit dem EINGANG (VIN) der Schraubklemme **J₁₁** auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 2) Verbinden Sie den MINUS-AUSGANG (SCHWARZ) des NETZGERÄTS mit der MASSE (GND) der Schraubklemme **J₁₁** auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 3) Verbinden Sie den AUSGANG (VOUT) der Schraubklemme **J₁₈** auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine mit dem PLUS-EINGANG (ROT) der ELEKTRONISCHEN LAST.
- 4) Verbinden Sie den MINUS-EINGANG (SCHWARZ) der ELEKTRONISCHEN LAST mit der MASSE (GND) der Schraubklemme **J₁₈** auf der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 5) Schließen Sie einen Stromtastkopf an Kanal 1 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den Messwiderstand R_s der TPS54160-Abwärtsreglerplatine
[**HINWEIS:** Achten Sie darauf, dass der Pfeil auf den Tastkopfklemmen dem Stromfluss vom Induktor zum Ausgangskondensator entspricht.]
- 6) Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 2 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie dessen Spitze (Plus) an den TESTPIN **TP₁₃** und dessen Krokodilklemme (Masse) an den TESTPIN **TP₁₆**, um die Ausgangsspannung des TPS54160-Abwärtsreglers zu messen.
[**WARNUNG:** AUF KEINEN FALL den Plus- und den Masseanschluss des Spannungstastkopfes vertauschen.]
- 7) Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 4 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den TESTPIN **TP₉** (Schaltknotenspannung) der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
- 8) Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 3 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den TESTPIN **TP₁₇** (Steuerspannung, entspricht der Spannung am COMP-PIN des TPS54160) der TPS54160-Abwärtsreglerplatine.
[**WARNUNG:** AUF KEINEN FALL den Plus- und den Masseanschluss des Spannungstastkopfes vertauschen.]



Prüfung 1: Vorbereitung und Verfahren

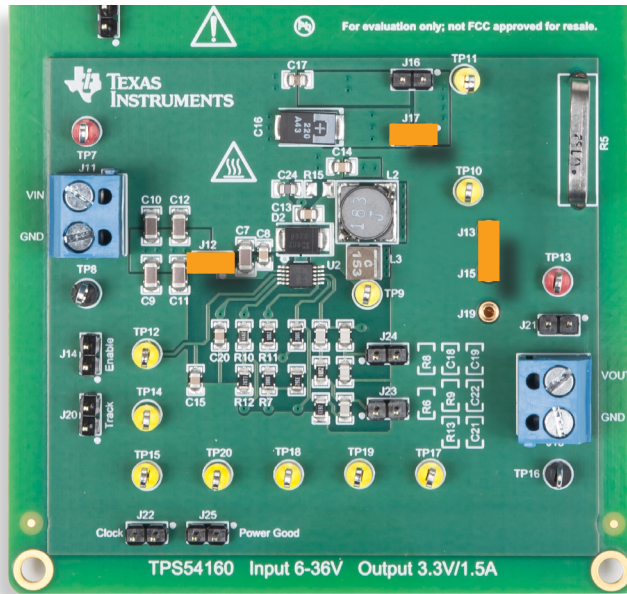


Abbildung 7. TPS54160-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 1

Anfängliche Jumperkonfiguration (siehe Abbildung 7):

- **J₁₃ – J₁₅ gebrückt** → Induktor L₂ (18 µH, Ferrit) verbunden
- **J₁₇ gebrückt** → Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF) verbunden
- **J₁₄ offen** → Internes Signal aktiviert
- **J₂₀ offen** → Internes Softstartsignal aktiviert
- **J₂₁ offen** → Ausgangskondensator verbunden mit Spannungssensoren R₆ – R₈
- **J₁₂ gebrückt** → Eingangskondensatoren C₉ – C₁₂ (4 x 4.7 µF) verbunden
- **J₁₆ offen** → Ausgangskondensator C₁₇ (10 µF) getrennt
- **J₂₂ offen** → Schaltfrequenz **f_s = 250 kHz**
- **J₂₃ und J₂₄ offen** → Kompensation für Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF)
- **J₂₅ offen** → Power-Good-Signal aktiviert

Prüfverfahren:

- 1) Das OSZILLOSKOP einschalten, KANAL 1 auf DC 50 Ω-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2, 3 und 4 auf DC 1 MΩ-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 4 als Trigger-Quelle auswählen und den Stromastkopf entmagnetisieren, um mögliche Gleichstrom-Vorspannung zu beseitigen.
- 2) Das NETZGERÄT einschalten (die Taste „AUSGANG EIN“ muss in der Stellung OFF sein), dann die SPANNUNG auf den Anfangswert 12 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1.5 A einstellen.
- 3) Die ELEKTRONISCHE LAST einschalten (die Taste „LAST EIN“ muss in der Stellung OFF sein), den KONSTANTSTROMMODUS konfigurieren und den Strom auf 1 A einstellen.
- 4) Die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollte die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsspannung) des Oszilloskops als flache horizontale Linie bei 3.3 V angezeigt werden (wenn der Wert nicht dieser Angabe entspricht, die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 5) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen. Nun sollten die Kurve von KANAL 1 (Induktorstrom) des OSZILLOSKOPS als dreieckförmige Wellenform mit 1 A Durchschnittswert, die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsspannung) als flache horizontale Linie bei 3.3 V, die Kurve von KANAL 3 (Steuerspannung) als flache horizontale Linie mit einem Pegel zwischen 500 mV und 1 V und einer geringen Welligkeit und die Kurve von KANAL 4 (Schaltknotenspannung) als Rechteckwelle, die zwischen der Eingangsspannung und einer geringen negativen Spannung schwingt, angezeigt werden (wenn die Wellenformen und Werte deutlich von diesen Angaben abweichen, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen). Die Steuerspannung in Tabelle 1 eintragen.
- 6) Langsam den Strom der ELEKTRONISCHEN LAST erhöhen und den höchsten Stromwert (Strombegrenzung) ermitteln, bei dem die Ausgangsspannung auf 3.3 V geregelt wird. Wenn die Ausgangsspannung nicht mehr geregelt wird, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen. Anschließend den Stromgrenzwert und die entsprechende Steuerspannung in Tabelle 1 eintragen.
- 7) Schritt 6) für die verschiedenen Eingangsspannungen in Tabelle 1 wiederholen.
- 8) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen, dann die Jumper **J₁₃ – J₁₅** öffnen, um den Induktor L₂ (Ferritkern, 18 µH) zu trennen, und die Jumper **J₁₅ – J₁₉** überbrücken, um den Induktor L₃ (Pulverkern, 15 µH) zu verbinden, und die Schritte 4) bis 7) wiederholen.
- 7) Nach den Messungen die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 1: Messungen und Berechnungen

- 1) Die Steuerspannung V_c am COMP-PIN des TPS54160 bei 1 A Laststrom messen und in die Tabelle 1 eintragen.
- 2) Den Grenzwert der Laststrombegrenzung (den maximalen Laststrom, bei dem der Abwärtsregler eine geregelte Ausgangsspannung liefern kann) messen und in die Tabelle 1 eintragen.
- 3) Die Steuerspannung V_c beim Stromgrenzwert von Punkt 2) messen und in die Tabelle 1 eintragen.
- 4) Die Ergebnisse analysieren, die Fragen beantworten und die Beobachtungen anhand der Informationen im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* dieses Experiments und im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* von *Experiment 4* erläutern.

Tabelle 1: Steuerspannung und maximaler Ausgangsstrom des Abwärtsreglers TPS54160 mit dem Ferrit- bzw. Pulverkern-Induktor bei verschiedenen Eingangsspannungen

(1) V_c bei 1 A [V]	(2) I_{outmax} [A]	(3) V_c bei I_{outmax} [V]	L = L ₂ (J ₁₃ - J ₁₅ gebrückt)			L = L ₃ (J ₁₅ - J ₁₉ gebrückt)		
$V_{in} = 12$ V			(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)
$V_{in} = 24$ V			(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)
$V_{in} = 36$ V			(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)

Induktoren:

L₂ (Ferrit, J₁₃ - J₁₅ gebrückt):

L_{nom} = 18 μH σ = 3.22

L_{sat} = 1 μH, I_{50%} = 1.5 A

(Anhand der Teilenummer auf der Hersteller-Website nach näheren Informationen zu L₂ suchen)

L₃ (Pulver, J₁₅ - J₁₉ gebrückt):

L_{nom} = 15 μH, L_{30%} = 10.5 μH,

I_{30%} = 2.8 A

(Anhand der Teilenummer auf der Hersteller-Website nach näheren Informationen zu L₃ suchen)

Ausgangskondensator:

J₁₆ gebr., J₁₇ offen:

C_{out} = C₁₇ = 10 μF, ESR = 5 mΩ

J₁₆ offen, J₁₇ gebr.:

C_{out} = C₁₆ = 220 μF, ESR = 25 mΩ

Schaltfrequenz:

J₂₂ gebrückt: f_s = 500 kHz

J₂₂ offen: f_s = 250 kHz

Antworten:

- 1) Wie ändert sich die Steuerspannung bei 1 A Laststrom, wenn die Eingangsspannung erhöht wird?
 Nimmt zu Nimmt ab Hängt vom Induktor ab
- 2) Wie ändert sich die Steuerspannung bei steigendem Laststrom?
 Nimmt zu Nimmt ab Hängt von der Eingangsspannung ab
- 3) Bei welchem Induktor ist der Grenzwert der Strombegrenzung am höchsten?
 L₂ L₃ Hängt von der Eingangsspannung ab



Prüfung 2: Vorbereitung und Verfahren

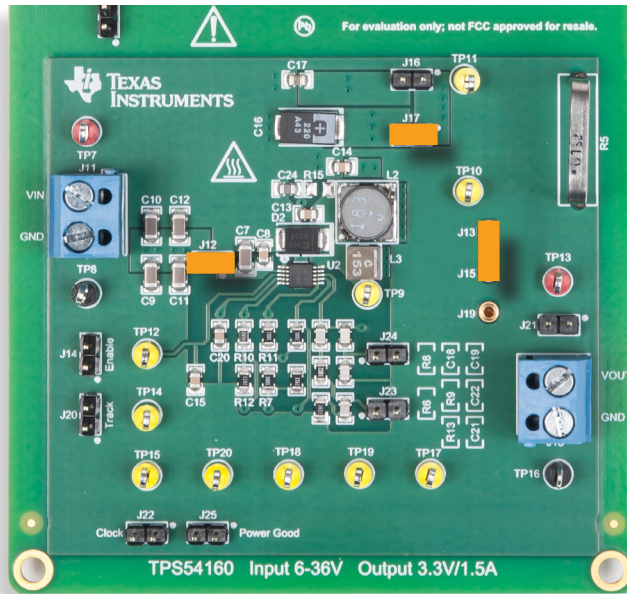


Abbildung 8. TPS54160-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 2

Anfängliche Jumperkonfiguration (siehe Abbildung 8):

- **J₁₃ – J₁₅ gebrückt** → Induktor L₂ (18 µH, Ferrit) verbunden
- **J₁₇ gebrückt** → Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF) verbunden
- **J₁₄ offen** → Internes Signal aktiviert
- **J₂₀ offen** → Internes Softstartsignal aktiviert
- **J₂₁ offen** → Ausgangskondensator verbunden mit Spannungssensoren R₆ – R₈
- **J₁₂ gebrückt** → Eingangskondensatoren C₉ – C₁₂ (4 x 4.7 µF) verbunden
- **J₁₆ offen** → Ausgangskondensator C₁₇ (10 µF) getrennt
- **J₂₂ offen** → Schaltfrequenz **f_s = 250 kHz**
- **J₂₃ und J₂₄ offen** → Kompensation für Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF)
- **J₂₅ offen** → Power-Good-Signal aktiviert

Prüfverfahren:

- 1) Das OSZILLOSKOP einschalten, KANAL 1 auf DC 50 Ω-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2, 3 und 4 auf DC 1 MΩ-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 4 als Trigger-Quelle auswählen und den Stromstastkopf entmagnetisieren, um mögliche Gleichstrom-Vorspannung zu beseitigen.
- 2) Das NETZGERÄT einschalten (die Taste „AUSGANG EIN“ muss in der Stellung OFF sein), dann die SPANNUNG auf den Anfangswert 12 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1.5 A einstellen.
- 3) Die ELEKTRONISCHE LAST einschalten (die Taste „LAST EIN“ muss in der Stellung OFF sein), den KONSTANTSTROMMODUS konfigurieren und den Strom auf 1 A einstellen.
- 4) Die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollte die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsspannung) des Oszilloskops als flache horizontale Linie bei 3.3 V angezeigt werden (wenn der Wert nicht dieser Angabe entspricht, die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 5) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen. Nun sollten die Kurve von KANAL 1 (Induktorstrom) des OSZILLOSKOPS als dreieckförmige Wellenform mit 1 A Durchschnittswert, die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsspannung) als flache horizontale Linie bei 3.3 V, die Kurve von KANAL 3 (Steuerspannung) als flache horizontale Linie mit einem Pegel zwischen 500 mV und 1 V und einer geringen Welligkeit und die Kurve von KANAL 4 (Schaltknotenspannung) als Rechteckwelle, die zwischen der Eingangsspannung und einer geringen negativen Spannung schwingt, angezeigt werden (wenn die Wellenformen und Werte deutlich von diesen Angaben abweichen, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen). Die Steuerspannung in Tabelle 1 eintragen.
- 6) Langsam den Strom der ELEKTRONISCHEN LAST erhöhen und den höchsten Stromwert (Strombegrenzung) ermitteln, bei dem die Ausgangsspannung auf 3.3 V geregelt wird. Wenn die Ausgangsspannung nicht mehr geregelt wird, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen. Anschließend den Stromgrenzwert und die entsprechende Steuerspannung in Tabelle 1 eintragen.
- 7) Schritt 6) für die verschiedenen V_{in}- und f_s-Kombinationen in Tabelle 1 wiederholen.
- 8) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen, dann den Jumper **J₁₇** öffnen, um den Ausgangskondensator C₁₆ (220 µF) zu trennen, Jumper **J₁₆** überbrücken, um den Ausgangskondensator C₁₇ (10 µF) zu verbinden, die Jumper **J₂₃** und **J₂₄** überbrücken, um die Schleifenkompensation für den Ausgangskondensator C₁₇ zu konfigurieren, und die Schritte 4) bis 7) wiederholen.
- 7) Nach den Messungen die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 2: Messungen und Berechnungen

- 1) Die Steuerspannung V_c am COMP-PIN des TPS54160 bei 1 A Laststrom messen und in die Tabelle 2 eintragen.
- 2) Den Grenzwert der Laststrombegrenzung (den maximalen Laststrom, bei dem der Abwärtsregler eine geregelte Ausgangsspannung liefern kann) messen und in die Tabelle 2 eintragen.
- 3) Die Steuerspannung V_c beim Stromgrenzwert von Punkt 2) messen und in die Tabelle 2 eintragen.
- 4) Die Ergebnisse analysieren, die Fragen beantworten und die Beobachtungen anhand der Informationen im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* dieses Experiments und im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* von *Experiment 3* und *Experiment 4* erläutern.

Tabelle 2: Steuerspannung und maximaler Ausgangsstrom des Abwärtsreglers TPS54160 mit dem Ferritkern-Induktor bei verschiedenen Eingangsspannungen, Schaltfrequenzen und Ausgangskondensatorkonfigurationen

(1) V_c bei 1 A [V]	(2) I_{outmax} [A]	(3) V_c bei I_{outmax} [V]	$C_{out} = C_{16}$ (J_{16} offen, J_{17} gebr., J_{23} offen, J_{24} offen) [HINWEIS: J_{23} und J_{24} überbrücken, um diesen Test mit einer anderen Übergangsfrequenz der Schleifenverstärkung zu wiederholen, siehe <i>Experiment 3</i> für Details]						$C_{out} = C_{17}$ (J_{16} gebr., J_{17} offen, J_{23} gebr., J_{24} gebr.)					
			$f_s = 250$ kHz (J_{22} offen)			$f_s = 500$ kHz (J_{22} gebr.)			$f_s = 250$ kHz (J_{22} offen)			$f_s = 500$ kHz (J_{22} gebr.)		
$V_{in} = 12$ V			(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)
$V_{in} = 36$ V			(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)

Induktoren:

L_2 (Ferrit, J_{13} - J_{15} gebrückt):

$L_{nom} = 18 \mu\text{H}$ $\sigma = 3.22$
 $L_{sat} = 1 \mu\text{H}$, $I_{50\%} = 1.5$ A

(Anhand der Teilenummer auf der Hersteller-Website nach näheren Informationen zu L_2 suchen)

L_3 (Pulver, J_{15} - J_{19} gebrückt):

$L_{nom} = 15 \mu\text{H}$, $L_{30\%} = 10.5 \mu\text{H}$,
 $I_{30\%} = 2.8$ A

(Anhand der Teilenummer auf der Hersteller-Website nach näheren Informationen zu L_3 suchen)

Ausgangskondensator:

J_{16} gebr., J_{17} offen:

$C_{out} = C_{17} = 10 \mu\text{F}$, ESR = 5 m Ω

J_{16} offen, J_{17} gebr.:

$C_{out} = C_{16} = 220 \mu\text{F}$, ESR = 25 m Ω

Externe Rückkopplungsbauteile:

J_{24} gebr.: $C_{f1} = C_{19} = 27$ pF

J_{24} offen: C_{f1} = Reihenschaltung von C_{19} und $C_{22} = 4$ pF

J_{23} gebr.: $C_{f2} = C_{18} = 6.8$ nF, $R_{f2} = R_9 = 18$ k Ω

J_{23} offen: C_{f2} = Reihenschaltung von C_{16} und $C_{21} = 118$ pF
 R_{f2} = Reihenschaltung von R_9 und $R_{13} = 279$ k Ω

Antworten:

- 1) Führt eine höhere Schaltfrequenz zu einem höheren Stromgrenzwert? Ja Nein Hängt von der Eingangsspannung ab
- 2) Führt ein größerer Ausgangskondensator zu einem höheren Stromgrenzwert? Ja Nein Hängt von der Schaltfrequenz ab
- 3) Benennen Sie die Kombination von Ausgangskondensator und Rückkopplungskompensation, die den höchsten Stromgrenzwert ermöglicht, und begründen Sie Ihre Wahl:



Erörterung

In Prüfung 1 haben wir untersucht, wie die Strombegrenzung des Abwärtsreglers TPS54160 mit dem Induktortyp in Beziehung steht.

Mit dem Induktor L_3 mit Pulverkern kann der Regler einen höheren maximalen Strom liefern als mit dem Induktor L_2 mit Ferritkern, obwohl die Nenninduktivität des Pulverkern-Induktors von $15 \mu\text{H}$ niedriger ist als die des Ferritkern-Induktors von $18 \mu\text{H}$. Der Grund hierfür sind die geringere Sättigung des Induktors mit Pulverkern, die zu einem sanfteren Induktivitätsrückgang bei hohen Strömen führt, sowie die Wirkung dieses Verhaltens auf die Steuerspannung V_c am COMP-PIN des TPS54160-PCC-Chips (Peak-Current-Control).

Die Abbildungen 9 und 10 zeigen den Rippelstrom des Induktors und die Steuerspannung für die beiden Induktortypen. Die Kurven in Abbildung 9 beziehen sich auf eine Betriebsbedingung, in der die Last 1.9 A zieht und der Induktor mit Ferritkern verbunden ist. Der Induktorstrom weist offensichtliche Sättigungseffekte auf, die aus Variationen der Steilheit des Stroms während der Schaltperiode bestehen, was zu der typischen spitzen Form führt. Der Regler ist nicht in der Lage, 1.9 A Laststrom zu liefern und gleichzeitig eine geregelte Ausgangsspannung von 3.3 V bereitzustellen. Tatsächlich hat die Steuerspannung den internen Grenzwert des TPS54160 erreicht (ca. 1.5 V), an dem die Strombegrenzung aktiviert wird. Abbildung 10 bezieht sich auf eine Betriebsbedingung, in der die Last 2.0 A zieht und der Induktor mit Pulverkern verbunden ist. Die Wellenform der Induktorstromwelligkeit ist weiterhin dreieckig und die Spitze-zu-Spitze-Größe ist kleiner als in Abbildung 9. Außerdem beträgt die Steuerspannung in Abbildung 10 rund 1 V und ist damit sehr viel geringer als in Abbildung 9. Folglich kann der Abwärtsregler mit dem Induktor mit Pulverkern mehr als 2 A liefern, ohne dass die Strombegrenzung anspricht.

Bei verbundenem Induktor mit Ferritkern ist die Steuerspannung höher, obwohl der Laststrom niedriger ist. Dies ist eine Folge der Funktionsweise des PCC-Schaltkreises. Der PCC-Schaltkreis veranlasst das Ausschalten des MOSFET, wenn das Signal der internen Stromsensoren des TPS54160 (das von dem durch einen Messwiderstand fließenden MOSFET-Strom erzeugt wird) den Pegel der Steuerspannung erreicht. Daher muss bei einem gegebenen durchschnittlichen Laststrom die Steuerspannung bei verbundenem Induktor mit Ferritkern höher sein, als dies bei verbundenem Induktor mit Pulverkern der Fall wäre, da der Ferritkern aufgrund der Sättigung zu einer größeren Welligkeit führt. Als Folge davon ist der Spitzenwert des Messsignals größer. Dies ist die Ursache für den niedrigeren Stromgrenzwert, wenn der Induktor mit Ferritkern verbunden ist.

Die Eingangsspannung wirkt sich zudem auf die Strombegrenzung aus, da sie die Größe der Welligkeit des Induktorstroms beeinflusst, wie dies bereits in *Experiment 2* und *Experiment 4* erläutert wurde.

In Prüfung 2 haben wir untersucht, wie sich die Schaltfrequenz und der Ausgangskondensator je nach Induktortyp auf die Strombegrenzung des Abwärtsreglers TPS54160 auswirken.

Auf Grundlage der Erörterung von Prüfung 1 war zu erwarten, dass eine höhere Schaltfrequenz zu einem höheren Stromgrenzwert führt, da die Größe der Spitze-zu-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms geringer und folglich der Pegel der Steuerspannung bei einem gegebenen Laststrom niedriger ist. Dies macht ein Vergleich der experimentellen Kurven in den Abbildungen 11 und 12, in denen die Schaltfrequenz 500 kHz beträgt, mit den Kurven in den Abbildungen 9 und 10 mit einer Schaltfrequenz von 250 kHz deutlich.

Ein größerer Ausgangskondensator kann den Grenzwert der Strombegrenzung dank der geringeren Welligkeit der Ausgangsspannung erhöhen. Insbesondere die Empfindlichkeit der Strombegrenzung gegenüber der Größe des Ausgangskondensators hängt von der Übergangsfrequenz der Spannungsschleifenverstärkung ab. Eine hohe Übergangsfrequenz wird mit einem sehr breitbandigen Fehlerverstärker erreicht. In diesem Fall wird im stationären Zustand die Welligkeit der Ausgangsspannung bei der Schaltfrequenz durch den Fehlerverstärker verstärkt und in die Steuerspannung V_c am COMP-PIN des TPS54160 eingespeist; sie wirkt sich also auf die Strombegrenzung aus. Bei einer niedrigen Übergangsfrequenz ist die Empfindlichkeit der Strombegrenzung gegenüber dem Ausgangskondensator vernachlässigbar, da der Fehlerverstärker die Welligkeit der Ausgangsspannung dämpft. Die Empfindlichkeit kann während der Lasttransienten höher sein, da die Kombination von kleinem Ausgangskondensator und niedriger Übergangsfrequenz ein Überschwingen der Steuerspannung verursachen kann, welches das Aktivieren der Strombegrenzung begünstigt.



Experimentelle Oszilloskopkurven

Die experimentellen Beispielkurven in den Abbildungen auf dieser Seite stellen die Wellenformen des Induktorstroms und der Ausgangsspannung des Abwärtsreglers TPS54160 unter verschiedenen Betriebsbedingungen dar.

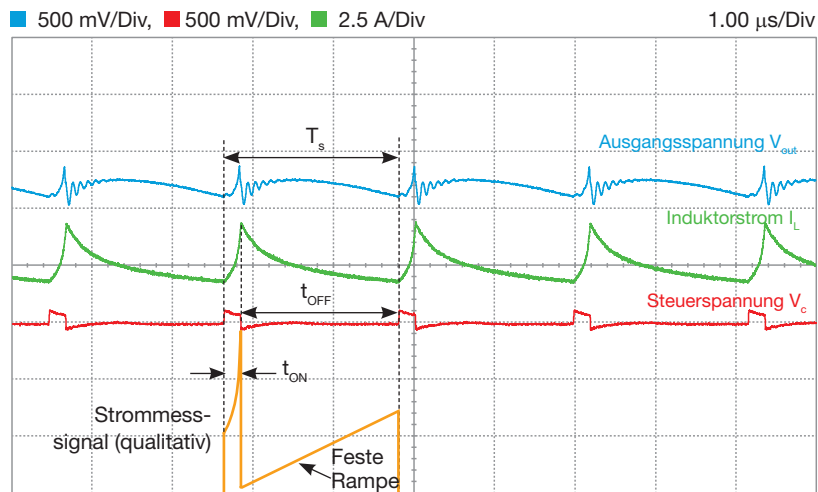


Abbildung 9. $V_{in} = 36\text{ V}$, $I_{out} = 1.9\text{ A}$, $f_s = 250\text{ kHz}$, $L = L_2 = 18\text{ }\mu\text{H}$ (Ferrit),
 $C_{out} = C_{17} = 10\text{ }\mu\text{F}$ (Keramikkondensator)

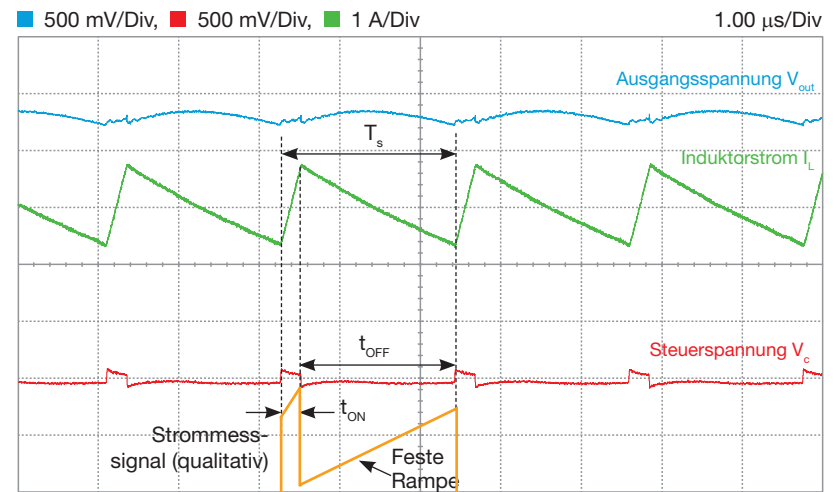


Abbildung 10. $V_{in} = 36\text{ V}$, $I_{out} = 2.0\text{ A}$, $f_s = 250\text{ kHz}$, $L = L_3 = 15\text{ }\mu\text{H}$ (Pulver),
 $C_{out} = C_{17} = 10\text{ }\mu\text{F}$ (Keramikkondensator)

Die Kurven in den Abbildungen 9 und 10 zeigen den Einfluss der Welligkeit des Induktorstroms auf die Größe der Steuerspannung V_c am COMP-PIN des TPS54160. Die orangefarbenen Linien in den Abbildungen 9 und 10 stellen das interne Strommesssignal des TPS54160 so dar, wie es aussehen würde, wenn man es messen könnte. Während der Einschaltzeit t_{ON} ist das Strommesssignal die Summe des durch die Strommessverstärkung skalierten Induktorstroms und der festen Rampe. Während der Ausschaltzeit t_{OFF} besteht das Signal nur aus der festen Rampe. Die Auswirkungen der Induktorsättigung in Abbildung 9 sind während der Einschaltzeit sichtbar, in der sich größere vertikale Schwingungen beobachten lassen, die durch die Sättigung des Ferritkerns entstehen. Dies ist die Ursache für den Anstieg des Steuersignals und die Aktivierung der Strombegrenzung.



Experimentelle Oszilloskopkurven

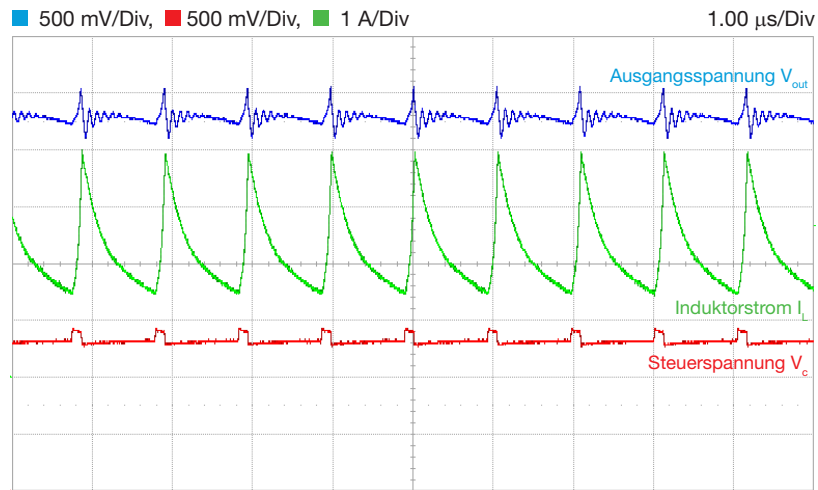


Abbildung 11. $V_{in} = 36$ V, $I_{out} = 2.2$ A, $f_s = 500$ kHz, $L = L_2 = 18$ μ H (Ferrit),
 $C_{out} = C_{16} = 220$ μ F (Elko)

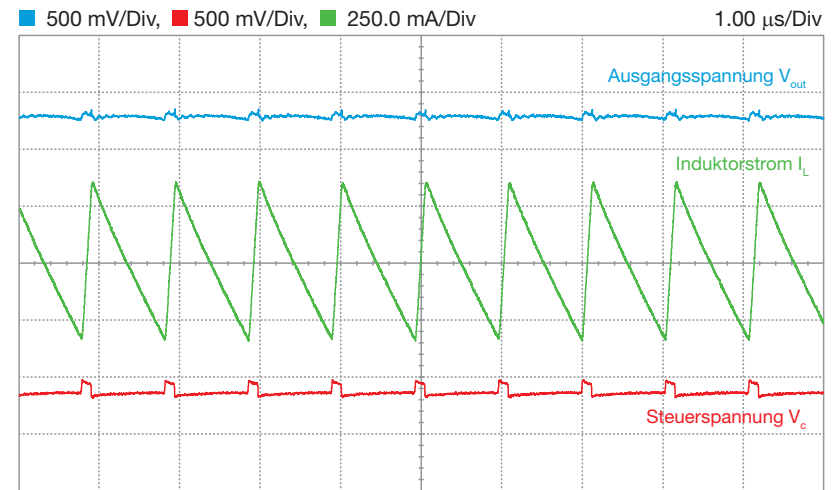


Abbildung 12. $V_{in} = 36$ V, $I_{out} = 2.0$ A, $f_s = 500$ kHz, $L = L_3 = 15$ μ H (Pulver),
 $C_{out} = C_{16} = 220$ μ F (Elko)

Die Kurven in den Abbildungen 11 und 12 zeigen im Vergleich mit den Kurven in den Abbildungen 9 und 10 den Einfluss der Schaltfrequenz auf die durchschnittliche Größe der Steuerspannung V_c am COMP-PIN des TPS54160.

Experiment 6

In diesem Experiment werden die Schaltfrequenz f_s , die DC-Genauigkeit und die Störspannungsunterdrückung eines hysteretischen Abwärtsreglers analysiert. Dazu wird der Abwärtsregler LM3475 verwendet.



Fallstudie

In diesem Experiment wird analysiert, auf welche Weise die Schaltfrequenz f_s , die DC-Genauigkeit und die Störspannungsunterdrückung eines hysteretischen Abwärtsreglers von der Eingangsspannung, dem Laststrom, von den Eigenschaften des Ausgangskondensators und den Auswirkungen des Beschleunigungskondensators abhängig sind.

Abbildung 1 zeigt ein vereinfachtes Schaltbild des hysteretischen Abwärtsreglers LM3475. Die Hystereseregelung misst die Ausgangsspannung mit den Spannungssensoren $R_{F1} - R_{F2}$ und vergleicht das Rückkopplungssignal V_{FB} mittels eines Hysteresekomparators mit der Referenzspannung V_{ref} . Die Rückkopplungsspannung V_{FB} schwingt zwischen einem oberen und einem unteren Hysterese-Schwellenwert. Wenn V_{FB} den unteren Schwellenwert erreicht, wird der externe P-Kanal-MOSFET Q_1 eingeschaltet, und wenn V_{FB} den oberen Schwellenwert erreicht, wird der externe P-Kanal-MOSFET Q_1 ausgeschaltet. Somit wird die Schaltfrequenz f_s des hysteretischen Abwärtsreglers durch die Induktivität L des Induktors, den Widerstand ESR des Ausgangskondensators, die Eingangsspannung V_{in} , die Hysterese-Spannung V_{HYST} , die Referenzspannung V_{ref} und den Beschleunigungskondensator C_{FF} bestimmt. Die Verzögerungszeit des Hysteresekomparators und die parasitäre Induktivität des Ausgangskondensators beeinflussen die DC-Genauigkeit und die Schaltfrequenz des hysteretischen Abwärtsreglers.

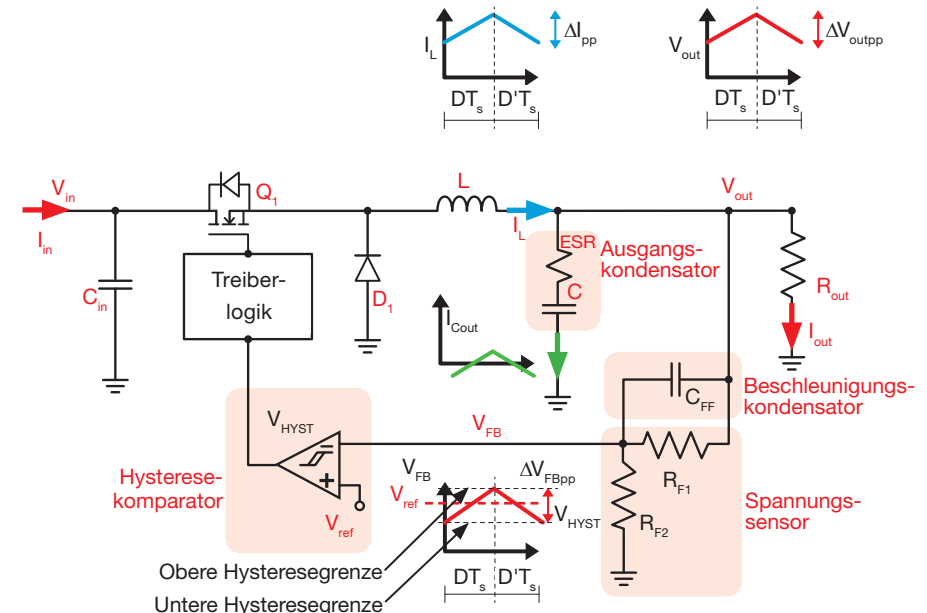


Abbildung 1: Vereinfachter Schaltplan des Abwärtsreglers LM3475

Prüfung 1. Wir analysieren den stationären Zustand des Hysterese-reglers bei verschiedenen Ausgangskondensatorkonfigurationen, Eingangsspannungen und Lastströmen. Dabei messen wir die durchschnittliche Ausgangsspannung V_{out} , die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung ΔV_{outpp} , die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms ΔI_{pp} und die Schaltfrequenz f_s . Das Ziel besteht darin, herauszustellen, dass die Eingangsspannung die Schaltfrequenz stark beeinflusst, während die Toleranzen und Unsicherheiten des Ausgangskondensator-ESR dazu führen können, dass die Schaltfrequenz von den erwarteten Werten abweicht.

Prüfung 2. Wir analysieren das Verhalten des Hysterese-reglers bei Eingangsspannungs- und Lasttransienten mit verschiedenen Ausgangskondensatorkonfigurationen, mit und ohne Beschleunigungskondensator sowie bei verschiedenen Eingangsspannungen und Lastströmen. Dabei messen wir die Größe der Ausgangsspannungsspitzen ΔV_{out} während der Spannungs- und Lasttransienten. Das Ziel besteht darin, herauszustellen, dass der Hysterese-regler ein ausgezeichnetes Einschwingverhalten bei Eingangsspannungstransienten bietet, während die Leistung des Einschwingverhaltens unter Last vom ESR des Ausgangskondensators abhängig ist.



Theoretischer Hintergrund

Die vereinfachten Formeln zur Analyse eines hysteretischen Abwärtsreglers im Continuous Conduction Mode sind in diesem Abschnitt zusammengefasst. (Weitere Informationen zum Betrieb und zu den Leistungsmerkmalen des LM3475 sind in [6] zu finden.)

Stationärer Zustand

Bei einem idealen hysteretischen Abwärtsregler wird die durchschnittliche Sollausgangsspannung V_{outnom} durch Auswahl der Messwiderstände R_{f1} und R_{f2} festgelegt, so dass Folgendes gilt:

$$(1) \quad R_{f2} / (R_{f1} + R_{f2}) = H = V_{ref} / V_{outnom}$$

Schaltfrequenz und Ausgangsspannungswelligkeit werden wie folgt berechnet:

$$(2) \quad f_s = (1 - D)V_{ref} ESR / (V_{HYST}L)$$

$$(3) \quad \Delta V_{outpp} = V_{HYST} V_{outnom} / V_{ref}$$

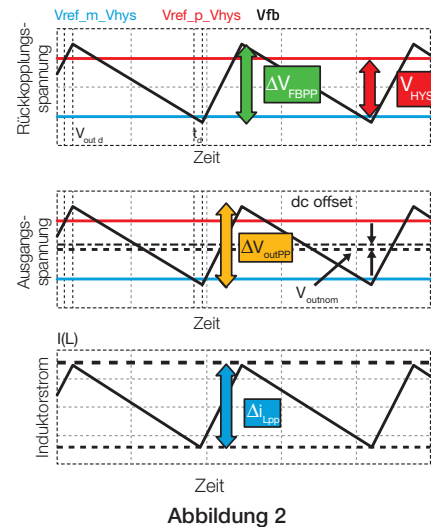
Die realen Werte für Ausgangsspannungsmittelwert und -welligkeit sowie Schaltfrequenz werden wie folgt berechnet:

$$(4) \quad V_{out} \approx V_{outnom} + \frac{(V_i - 2V_{outnom})t_d ESR}{2L}$$

$$(5) \quad f_s \approx \frac{D' ESR}{\frac{V_{HYST} L}{V_{ref}} + \frac{V_{in} t_d ESR}{V_{outnom}}}$$

$$(6) \quad \Delta V_{outpp} \approx \frac{V_{HYST} V_{outnom}}{V_{ref}} + \frac{V_i t_d ESR}{L}$$

wobei t_d die Gesamtverzögerung^(*) der Hystereseschleife ist.



(*) Gilt, wenn $C > \max\{D, D'\} / (2f_s ESR)$, ohne C_{FF} ; $D' = 1 - D = 1 - V_{out} / V_{in}$
 (*) Die Gesamtverzögerung der Hystereseschleife t_d ist die Summe von Hysteresekomparatorverzögerung und P-FET-Verzögerung (weitere Details sind in [6] zu finden)

Verhalten bei Transienten

Die Größe ΔV_{out} der in Abbildung 3 zu beobachtenden stufenweisen Ausgangsspannungsspitzen bei Lasttransienten, die dem Lastanstieg $+\Delta I_{out}$ und dem Lastabfall $-\Delta I_{out}$ entsprechen, kann mit Formel (7) berechnet werden:

$$(7) \quad \Delta V_{out} = ESR \Delta I_{out}$$

Diese Formel gilt, wenn die Kapazität C des Ausgangskondensators folgende Bedingung erfüllt:

$$C > \frac{1}{f_s R_{LT} r} \left[\frac{r^2 (1+D')}{12} + D' (1+r) \right]$$

wobei

$$(8) \quad R_{LT} = \Delta V_{outmax} / \Delta I_{out}$$

$$(9) \quad r = \Delta i_{pp} / \Delta I_{out}$$

und ΔV_{outmax} die maximale Größe der in der Anwendung zulässigen Ausgangsspannungsspitzen ist (weitere Details sind in [4] zu finden). In Abbildung 3 gibt es keine Ausgangsspannungsspitzen beim Anstieg und

Abfall der Eingangsspannung. Der hysteretische Abwärtsregler gewährleistet dank des Feed-Forward-Effekts des Ausgangskondensator-ESR eine hohe Immunität gegen Eingangsspannungstransienten.

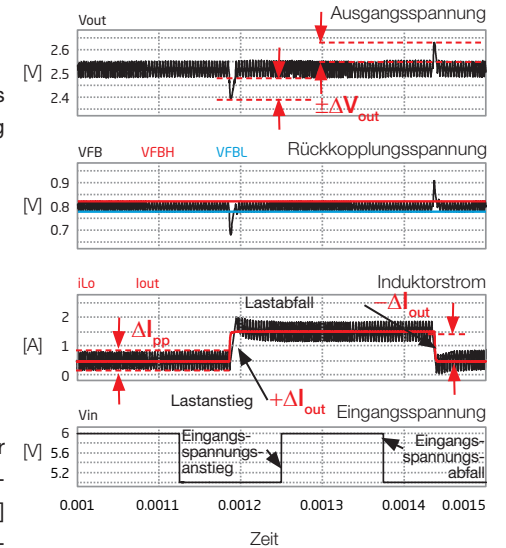


Abbildung 3

Wissenswertes

1 Die zum Erzielen der gewünschten Schaltfrequenz f_s benötigte Kapazität C_{FF} wird mit folgender vereinfachter Formel berechnet:

$$C_{FF} \approx \frac{1}{R_{F2}} \left[\frac{V_{HYST} L_o}{D' V_i ESR} - \frac{HD}{f_s} \right], \text{ gilt für } f_s > f_{smin} = \frac{V_{ref} D' ESR}{V_{HYST} L_o}, \text{ wobei } f_{smin} \text{ die Schaltfrequenz bei } C_{FF} = 0 \text{ und } t_d = 0 \text{ ist.}$$

2 Die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms wird anhand der Eingangsspannung V_{in} , der Ausgangsspannung V_{out} , der Induktivität L und der MOSFET-Einschaltzeit t_{ON} wie folgt berechnet: $\Delta i_{pp} = (V_{in} - V_{out}) t_{ON} / L$



Prüfung 1: Versuchsaufbau: Konfiguration

Für dieses Experiment werden folgende Geräte benötigt: ein GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄT, ein OSZILLOSKOP und eine ELEKTRONISCHE GLEICHSPANNUNGSLAST. Wie die Geräte verbunden werden, wird in Abbildung 4 gezeigt.

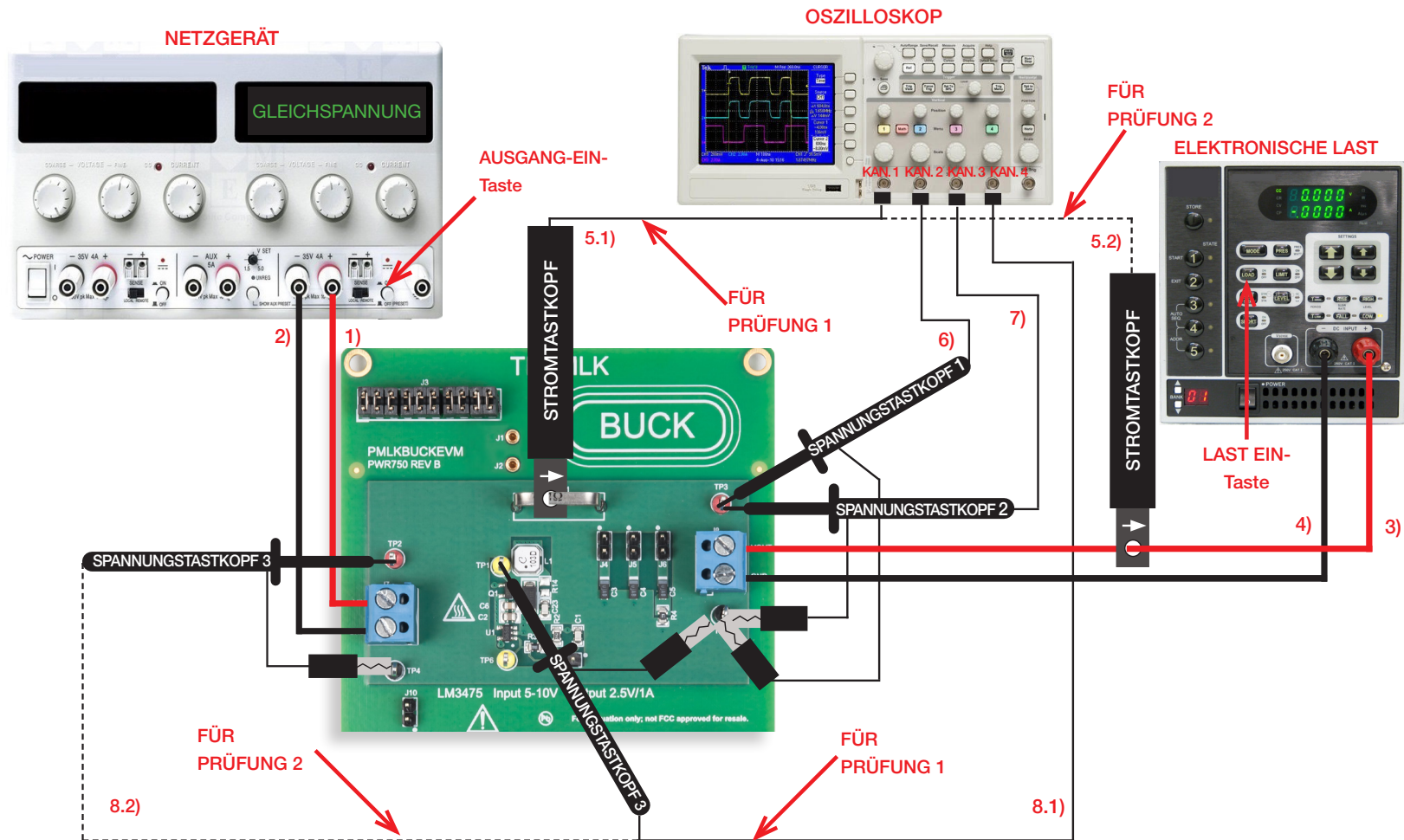


Abbildung 4. Versuchsaufbau



Versuchsaufbau: Anleitung

Vergewissern Sie sich, dass alle Geräte ausgeschaltet sind, und stellen Sie die folgenden **Verbindungen** her:

- 1) Verbinden Sie den PLUS-AUSGANG (ROT) des NETZGERÄTS mit dem EINGANG (VIN) der Schraubklemme **J₇** auf der LM3475-Abwärtsreglerplatine.
- 2) Verbinden Sie den MINUS-AUSGANG (SCHWARZ) des NETZGERÄTS mit der MASSE (GND) der Schraubklemme **J₇** auf der LM3475-Abwärtsreglerplatine.
- 3) Verbinden Sie den AUSGANG (VOUT) der Schraubklemme **J₈** auf der LM3475-Abwärtsreglerplatine mit dem PLUS-EINGANG (ROT) der ELEKTRONISCHEN LAST.
- 4) Verbinden Sie die MASSE (GND) der Schraubklemme **J₈** auf der LM3475-Abwärtsreglerplatine mit dem MINUS-EINGANG (SCHWARZ) der ELEKTRONISCHEN LAST.
- 5.1) **FÜR PRÜFUNG 1:** Schließen Sie einen Stromtastkopf an Kanal 1 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den Messwiderstand R_1 auf der LM3475-Abwärtsreglerplatine. Achten Sie darauf, dass der Pfeil auf den Tastkopfklemmen in Richtung des Stromflusses zum Induktor zeigt (der Pfeil muss beim Blick von vorne auf die Platine nach rechts weisen).
- 5.2) **FÜR PRÜFUNG 2:** Schließen Sie einen Stromtastkopf an Kanal 1 des OSZILLOSKOPS an und hängen Sie ihn an das Kabel, das den AUSGANG (VOUT) der Schraubklemme **J₈** auf der LM3475-Abwärtsreglerplatine mit dem PLUS-EINGANG (ROT) der ELEKTRONISCHEN LAST verbindet (achten Sie darauf, dass der Pfeil auf den Tastkopfklemmen in Richtung des Stromflusses zur ELEKTRONISCHEN LAST zeigt).
- 6) Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 2 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den TESTPIN **TP₃** (Ausgangsspannung) der LM3475-Abwärtsreglerplatine.
[**WARNUNG:** AUF KEINEN FALL den Plus- und den Masseanschluss des Spannungstastkopfes vertauschen.]
- 7) Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 3 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn ebenfalls an den TESTPIN **TP₃** (wie in Schritt 6).
[**WARNUNG:** AUF KEINEN FALL den Plus- und den Masseanschluss des Spannungstastkopfes vertauschen.]
- 8.1) **FÜR PRÜFUNG 1:** Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 4 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den TESTPIN **TP₁**, also die Schaltknotenspannung der LM3475-Abwärtsreglerplatine.
[**WARNUNG:** AUF KEINEN FALL den Plus- und den Masseanschluss des Spannungstastkopfes vertauschen.]
- 8.2) **FÜR PRÜFUNG 2:** Schließen Sie einen Spannungstastkopf an Kanal 4 des OSZILLOSKOPS an, und hängen Sie ihn an den TESTPIN **TP₂**, also die Eingangsspannung der LM3475-Abwärtsreglerplatine.
[**WARNUNG:** AUF KEINEN FALL den Plus- und den Masseanschluss des Spannungstastkopfes vertauschen.]



Prüfung 1: Vorbereitung und Verfahren

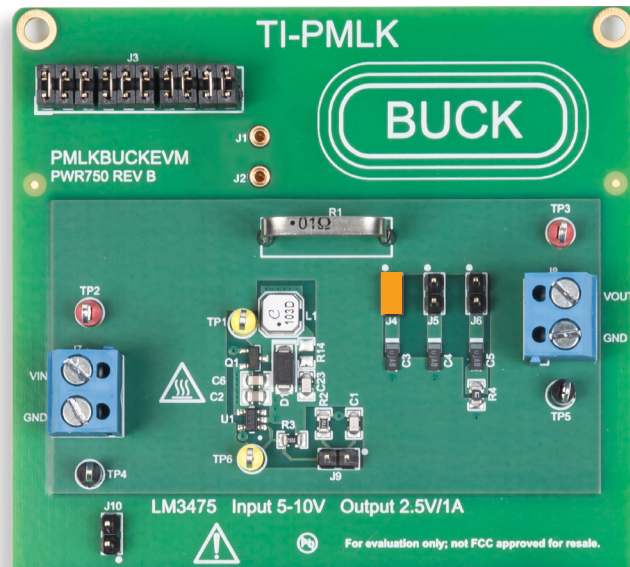


Abbildung 5. LM3475-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 1

Anfängliche Jumperkonfiguration (siehe Abbildung 5):

- J_4 gebrückt → Ausgangskondensator C_3 (100 μF , 100 $\text{m}\Omega$) verbunden
- J_5 offen → Ausgangskondensator C_4 (100 μF , 200 $\text{m}\Omega$) getrennt
- J_6 offen → Reihenschaltung von Ausgangskondensator C_5 (100 μF , 100 $\text{m}\Omega$) und Widerstand R_4 (100 $\text{m}\Omega$) getrennt
- J_9 offen → Beschleunigungskondensator C_1 (100 pF) getrennt

[HINWEIS: Diese Konfiguration entspricht Fall (a) in Tabelle 1.]

Prüfverfahren [siehe Versuchsaufbau-Anweisungen 5.1) und 8.1) für Prüfung 1]:

- 1) Das OSZILLOSKOP einschalten, KANAL 1 auf DC 50 Ω -Kopplungsmodus einstellen, KANAL 3 und 4 auf DC 1 M Ω -Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2 auf AC 1 M Ω -Kopplungsmodus einstellen, KANAL 4 als Trigger-Quelle auswählen und den Stromtastkopf entmagnetisieren, um mögliche Gleichstrom-Vorspannung zu beseitigen.

- 2) Das NETZGERÄT einschalten (die Taste „AUSGANG EIN“ muss in der Stellung OFF sein), dann die SPANNUNG auf den Anfangswert 5 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1 A einstellen.
- 3) Die ELEKTRONISCHE LAST einschalten (die Taste „LAST EIN“ muss in der Stellung OFF sein), den KONSTANTSTROMMODUS konfigurieren und den Strom auf 0.5 A einstellen.
- 4) Die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollte die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsspannung) des Oszilloskops als flache horizontale Linie bei 2.5 V angezeigt werden (wenn der Wert nicht dieser Angabe entspricht, die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 5) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen. Nun sollten die Kurve von KANAL 1 (Induktorstrom) des OSZILLOSKOPS als dreieckförmige Wellenform mit 0.5 A Durchschnittswert, die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsgleichspannung) als flache horizontale Linie bei 2.5 V, die Kurve von KANAL 4 (Schaltknotenspannung) als Rechteckwelle, die zwischen der Eingangsspannung und einer geringen negativen Spannung schwingt, die dem Durchlassspannungsabfall der Diode entspricht, und die Kurve von KANAL 3 (Ausgangswechsellspannung) als Wellenform, die um 0 V schwingt, angezeigt werden (wenn die Wellenformen und Werte von diesen Angaben abweichen, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 6) Die durchschnittliche und die Spitze-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung auf KANAL 2 bzw. 3 ablesen, die Spitze-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms auf KANAL 1 ablesen, die Schaltfrequenz auf der Kurve von Kanal 4 mit den Cursor- oder Messfunktionen des Oszilloskops messen und die Werte in Tabelle 1 eintragen. Danach diesen Schritt für alle in Tabelle 1 angegebenen Laststrom- und Eingangsspannungswerte wiederholen (die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS und die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST müssen zum Ändern von Eingangsspannung und Laststrom nicht in die Stellung OFF gebracht werden).
- 7) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen, dann den Jumper J_4 öffnen, um den Ausgangskondensator C_3 (100 μF , 100 $\text{m}\Omega$) zu trennen, Jumper J_5 überbrücken, um Ausgangskondensator C_4 (100 μF , 200 $\text{m}\Omega$) zu verbinden, und Schritt 6) wiederholen.
[HINWEIS: Diese Konfiguration entspricht Fall (b) in Tabelle 1.]
- 8) Abschalt Schritt 7) wiederholen, um die Konfiguration für Fall (c) in Tabelle 1 einzustellen, und Schritt 6) erneut durchführen.
- 9) Nach den Messungen die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 1: Messungen und Berechnungen

- Die durchschnittliche Ausgangsspannung $V_{\text{out messen}}$, die prozentuale DC-Genauigkeit der Ausgangsspannung mit der Formel $\text{acc}_{\text{DC}}\% = (V_{\text{out}} - V_{\text{outnom}}) / V_{\text{outnom}} \times 100$ ($V_{\text{outnom}} = 2.5 \text{ V}$) berechnen und das Ergebnis in die Tabelle 1 eintragen.
- Die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung ΔV_{outpp} , die Spitze-zu-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms Δi_{pp} und die Schaltfrequenz f_s messen, dann die Ergebnisse in die Tabelle 1 eintragen.
- Die zu erwartenden Werte der Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung ΔV_{outpp} , Spitze-zu-Spitze-Welligkeit des Induktorstroms Δi_{pp} und Schaltfrequenz f_s mit den Formeln im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* unter Verwendung der unten aufgelisteten *Parameter* berechnen.
- Die Ergebnisse analysieren, die Fragen beantworten und die Beobachtungen anhand der Formeln und Informationen im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* erläutern.

Tabelle 1: DC-Genauigkeit und Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung, Welligkeit des Induktorstroms und Schaltfrequenz beim hysteretischen Abwärtsregler LM3475 im stationären Zustand bei verschiedenen Eingangsspannungen, Lastströmen und Ausgangskondensatorkonfigurationen

(1) $\text{acc}_{\text{DC}}\%$ [%]	(2) ΔV_{outpp} [mV]	(3) Δi_{pp} [mA]	(4) f_s [kHz]	Fall (a): J_4 gebr., J_5 offen, J_6 offen, J_9 offen				Fall (b): J_4 offen, J_5 gebr., J_6 offen, J_9 offen				Fall (c): J_4 offen, J_5 offen, J_6 gebr., J_9 offen			
$I_{\text{out}} = 0.5\text{A}, V_{\text{in}} = 5\text{V}$				(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)
$I_{\text{out}} = 1.0\text{A}, V_{\text{in}} = 5\text{V}$				(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)
$I_{\text{out}} = 0.5\text{A}, V_{\text{in}} = 10\text{V}$				(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)
$I_{\text{out}} = 1.0\text{A}, V_{\text{in}} = 10\text{V}$				(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)	(1)	(2)	(3)	(4)

Ausgangskondensator:

J_4 gebr., J_5 offen, J_6 offen: $C = C_3$ (100 μF , ESR = 0.1 Ω nominal)

J_4 offen, J_5 gebr., J_6 offen: $C = C_4$ (100 μF , ESR = 0.2 Ω nominal)

J_4 offen, J_5 offen, J_6 gebr.: $C = C_5$ (100 μF , ESR = 0.1 Ω nominal)
+ R_4 0.1 Ω in Reihe

Beschleunigungskondensator:

J_9 gebr.: $C_{\text{FF}} = C_1 = 100 \text{ pF}$

Induktor:

$L = L_1 = 10 \mu\text{H}$

Hysteresecontroller LM3475:

$V_{\text{ref}} = 0.8 \text{ V}$

$V_{\text{HYST}} = 21 \text{ mV}$

(mehr Details zum V_{HYST} -Wert sind in [6] zu finden)

Verzögerungszeiten:

90 ns bei LM3475

40 bis 80 ns bei P-FET

Antworten:

- Wirkt sich die Eingangsspannung auf die DC-Genauigkeit und Welligkeit der Ausgangsspannung aus? Ja Nein Hängt ab von: I_{out} Ausgangskondensator
- Wird die Welligkeit der Ausgangsspannung durch den Laststrom beeinflusst? Ja Nein Hängt ab von: V_{in} Ausgangskondensator
- Beschreiben Sie, wie die Schaltfrequenz von V_{in} , I_{out} und den Parametern des Ausgangskondensators abhängt: _____



Prüfung 2: Vorbereitung und Verfahren

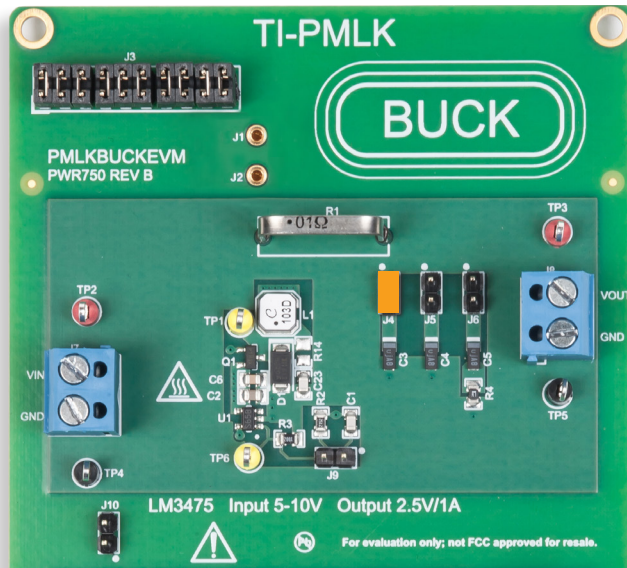


Abbildung 6. LM3475-Buck-Platine: Jumperkonfiguration für Prüfung 2

Anfängliche Jumperkonfiguration (siehe Abbildung 6):

- **J₄ gebrückt** → Ausgangskondensator C₃ (100 µF, 100 mΩ) verbunden
- **J₅ offen** → Ausgangskondensator C₄ (100 µF, 200 mΩ) getrennt
- **J₆ offen** → Reihenschaltung von Ausgangskondensator C₅ (100 µF, 100 mΩ) und Widerstand R₄ (100 mΩ) getrennt
- **J₉ offen** → Beschleunigungskondensator C₁ (100 pF) getrennt

[HINWEIS: Diese Konfiguration entspricht Fall (a) in Tabelle 2.]

Prüfverfahren [siehe Versuchsaufbau-Anweisungen 5.2) und 8.2) für Prüfung 2]:

- 1) Das OSZILLOSKOP einschalten, KANAL 1 auf DC 50 Ω-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 3 und 4 auf DC 1 MΩ-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 2 auf AC 1 MΩ-Kopplungsmodus einstellen, KANAL 1 als Trigger-Quelle auswählen und den Stromtaktkopf entmagnetisieren, um mögliche Gleichstrom-Vorspannung zu beseitigen.
- 2) Das NETZGERÄT einschalten (die Taste „AUSGANG EIN“ muss in der Stellung OFF sein), dann die SPANNUNG auf 5 V und die STROMBEGRENZUNG auf 1 A einstellen.
- 3) Die ELEKTRONISCHE LAST einschalten (die Taste „LAST EIN“ muss in der Stellung OFF sein), den DYNAMISCHEN STROMMODUS einstellen und bei maximaler Anstiegsrate den niedrigen Strom auf

- 0.5 A, den hohen Strom auf 1.5 A sowie die Zeiten für niedrigen und hohen Strom auf 200 µs einstellen.
- 4) Die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung ON bringen. Unter diesen Bedingungen sollten die Kurven von KANAL 2 (Ausgangsgleichspannung) und KANAL 4 (Eingangsspannung) des OSZILLOSKOPS als flache horizontale Linien bei 2.5 V bzw. 5 V angezeigt werden (falls nicht, die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 5) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST in die Stellung ON bringen. Es sollten nun die Kurve von KANAL 1 (Laststrom) des OSZILLOSKOPS als zwischen 0.5 und 1.5 A schwingendes Rechtecksignal, die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsgleichspannung) als nahezu flache Linie bei 2.5 V und die Kurve von KANAL 3 (Ausgangswechselspannung) als flache Linie mit einem Durchschnittswert von 0 V und kleinen transienten Überspannungen angezeigt werden (falls nicht, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 6) Die Größe der Ausgangsspannungsspitzen mit den Cursor- oder Messfunktionen des Oszilloskops messen, das Ergebnis in Tabelle 1 eintragen und diesen Schritt mit einer Eingangsspannung von 10 V wiederholen (die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS und die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST müssen zum Ändern von Eingangsspannung und Laststrom nicht in die Stellung OFF gebracht werden).
- 7) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen, die in Tabelle 1 angegebene Konfiguration (b) der Jumper J₄, J₅, J₆ und J₉ einstellen und Schritt 6) wiederholen.
- 8) Schritt 7) wiederholen, um die Jumperkonfiguration für Fall (c) einzustellen, und Schritt 6) erneut durchführen.
- 9) Die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen, den DYNAMISCHEN MODUS des NETZGERÄTS mit einer Rechteckspannung von 5 bis 10 V (250 Hz, 50 % Tastverhältnis) einstellen, die ELEKTRONISCHE LAST im KONSTANTSTROMMODUS auf 1.5 A einstellen und die Tasten „AUSGANG EIN“ und „LAST EIN“ in die Stellung ON bringen. Es sollten nun die Kurve von KANAL 4 (Eingangsspannung) des Oszilloskops als zwischen 5 und 10 V schwingendes Rechtecksignal, die Kurve von KANAL 2 (Ausgangsgleichspannung) als flache Linie bei 2.5 V und die Kurve von KANAL 3 (Ausgangswechselspannung) als Wellenform, die um 0 V schwingt, angezeigt werden (falls nicht, die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des NETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und die vorherigen Schritte überprüfen).
- 10) Die Größe der Ausgangsspannungsspitzen bei den in Tabelle 2 angegebenen Jumperkonfigurationen (a), (b) und (c) ablesen, und die Prüfung mit einem Laststrom von 0.5 A wiederholen (die Tasten „OUT ON“ und „LOAD ON“ vor jeder Änderung an der Jumperkonfiguration in die Stellung OFF bringen).
- 11) Nach den Messungen die Taste „LAST EIN“ der ELEKTRONISCHEN LAST und die Taste „AUSGANG EIN“ des GLEICHSPANNUNGSNETZGERÄTS in die Stellung OFF bringen und alle Geräte ausschalten.



Prüfung 2: Messungen und Berechnungen

- Die Größe der durchschnittlichen Ausgangsspannungsspitzen ΔV_{out} messen und in die Tabelle 2 eintragen.
- Die Ergebnisse analysieren, die Fragen beantworten und die Beobachtungen anhand der Formeln und Informationen im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* erläutern.

Tabelle 2. Ausgangsspannungsspitzen bei Lasttransienten des hysteretischen Abwärtsreglers LM3475 bei verschiedenen Konfigurationen von Ausgangskondensator und Beschleunigungskondensator.

ΔV_{out} [mV]		Fall (a): J_4 gebr., J_5 offen, J_6 offen, J_9 offen		Fall (b): J_4 gebr., J_5 offen, J_6 offen, J_9 gebr.		Fall (c): J_4 offen, J_5 offen, J_6 gebr., J_9 offen	
(1) $V_{in}=5V$ 0.25A→0.75A	(2) $V_{in}=10V$ 0.25A→0.75A	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
(1) $V_{in}=5V$ 0.75A→0.25A	(2) $V_{in}=10V$ 0.75A→0.25A	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
(1) $I_{out}=0.75A$ 5V→10V	(2) $I_{out}=0.25A$ 5V→10V	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)
(1) $I_{out}=0.75A$ 10V→5V	(2) $I_{out}=0.25A$ 10V→5V	(1)	(2)	(1)	(2)	(1)	(2)

Ausgangskondensator:

J_4 gebr., J_5 offen, J_6 offen: $C = C_3$ (100 μ F, ESR = 0.1 Ω nominal)

J_4 offen, J_5 gebr., J_6 offen: $C = C_4$ (100 μ F, ESR = 0.2 Ω nominal)

J_4 offen, J_5 offen, J_6 gebr.: $C = C_5$ (100 μ F, ESR = 0.1 Ω nominal)
+ R_4 0.1 Ω in Reihe

Beschleunigungskondensator:

J_9 gebr.: $C_{FF} = C_1 = 100$ pF

Induktor:

$L = L_1 = 10$ μ H

Hysteresecontroller LM3475:

$V_{ref} = 0.8$ V

$V_{HYST} = 21$ mV

(mehr Details zum V_{HYST} -Wert sind in [6] zu finden)

Verzögerungszeiten:

90 ns bei LM3475

40 bis 80 ns bei P-FET

Antworten:

- Sind die Ausgangsspannungsspitzen während der Eingangsspannungs- oder der Lasttransienten größer? Eingangsspannungstransienten Lasttransienten
- Wie wirkt sich die Eingangsspannung auf die Größe der Ausgangsspannungsspitzen bei Lasttransienten aus? _____
- Welcher Faktor wirkt sich mehr auf die Größe der Ausgangsspannungsspitzen bei Lasttransienten aus? V_{in} ESR C_{FF}

Begründung: _____



Erörterung

In Prüfung 1 haben wir beim hysteretischen Abwärtsregler LM3475 den Zusammenhang zwischen der DC-Genauigkeit der Ausgangsspannung, Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung, Schaltfrequenz, Eingangsspannung, Laststrom und den Eigenschaften des Ausgangskondensators analysiert.

Im Folgenden richten wir unser Hauptaugenmerk auf die Schaltfrequenz, einem der wichtigsten Aspekte bei hysteretischen Abwärtsreglern. Sie können Ihre Kenntnisse in Bezug auf die DC-Genauigkeit und Welligkeit der Ausgangsspannung mithilfe der nachfolgend erörterten Konzepte und Schlussfolgerungen sowie der Formeln im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* vertiefen.

Die Formeln (2) und (5) im Abschnitt *Theoretischer Hintergrund* zeigen, dass die Eingangsspannung ein wesentlicher Einflussfaktor für die Schaltfrequenz ist. In der Tat führt eine höhere Eingangsspannung zu einem niedrigeren Tastverhältnis D und dadurch zu einem höheren Wert von $D' = 1 - D$. Jenseits des formalen Nachweises durch die Formeln (2) und (5) besteht der physikalische Grund für den Frequenzanstieg bei einer Erhöhung der Eingangsspannung darin, dass bei einem hysteretischen Abwärtsregler für die Ausschaltzeit des MOSFET durch die Ausgangsspannung und die Induktivität des Induktors ein fester Wert gilt, während die Einschaltzeit abnimmt, wenn die Eingangsspannung zunimmt. Dies ist in den Abbildungen 7 und 8 gut zu sehen. Die Ausschaltzeit beträgt in beiden Fällen etwa 3 ms, wohingegen die Einschaltzeit von ca. 4 ms bei $V_{in} = 5\text{ V}$ (Abbildung 7) auf ca. 1 ms bei $V_{in} = 10\text{ V}$ (Abbildung 8) sinkt.

Der ESR des Ausgangskondensators ist ebenfalls ein wichtiger Einflussfaktor für die Schaltfrequenz. Die gemessene Schaltfrequenz kann von dem mit den Formeln (2) und (5) berechneten Wert abweichen. Die Gründe dafür sind vielfältig. Zunächst beträgt der nominale ESR der Kondensatoren C_3 , C_4 und C_5 auf der LM3475-Platine $100\text{ m}\Omega$ oder $200\text{ m}\Omega$, aber diese Werte wurden vom Hersteller bei einer bestimmten Frequenz gemessen (nähere Informationen zum ESR der Kondensatoren sind in den zugehörigen Datenblättern oder auf der Website des Herstellers zu finden), während sich der tatsächliche ESR mit der Temperatur und Frequenz ändert. Jedoch besagen die Formeln (2) und (5), dass die Frequenz bei einem hysteretischen Regler vom ESR abhängt. Der hysteretische Regler verwendet daher eine Frequenz, die in dem Maß von der mit den Formeln (2) und (5) berechneten Sollfrequenz abweicht, wie sich der tatsächliche ESR bei dieser Sollfrequenz vom nominalen ESR unterscheidet. Auf der Platine sind der Ausgangskondensator C_4 ($C = 100\text{ }\mu\text{F}$, $\text{ESR} = 200\text{ m}\Omega$) und der Ausgangskondensator C_5 ($C = 100\text{ }\mu\text{F}$, $\text{ESR} = 100\text{ m}\Omega$) mit einem zusätzlichen Widerstand von $100\text{ m}\Omega$ in Reihe geschaltet. In der Theorie sollten diese beiden Konfigurationen dieselbe Schaltfrequenz liefern. Dies ist aber nicht der Fall, da der tatsächliche ESR von C_4 nicht $200\text{ m}\Omega$ und der tatsächliche ESR von C_5 nicht $100\text{ m}\Omega$ ist. Zudem unterliegen die Verzögerungszeiten des LM3475 und des externen P-MOS sowie die Hysteresespannung V_{HYST} des LM3475 ebenfalls Unsicherheiten, die zur Abweichung der Schaltfrequenz von dem mit der Formel (5) berechneten Wert beitragen.

Der Laststrom hat einen kleinen Einfluss auf die Schaltfrequenz des hysteretischen Abwärtsreglers. Auch wenn es keinen expliziten Einfluss des Laststroms in den Formeln (2) und (5) gibt, vergrößern sich doch die Verluste des Abwärtsreglers bei steigendem Laststrom, und dies führt zu einer Erhöhung des Tastverhältnisses D , was sich wiederum auf die Schaltfrequenz auswirkt. Außerdem kann sich bei hohem Laststrom der Lastwiderstand auf den äquivalenten Widerstand auswirken, durch den der Ripplestrom des Induktors fließt, da der Lastwiderstand parallel zum ESR des Ausgangskondensators ist. Dies kann zu einer Verringerung der Schaltfrequenz des hysteretischen Abwärtsreglers führen.

In Prüfung 2 haben wir den Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung, dem Laststrom, dem Ausgangskondensator und der Größe der Ausgangsspannungsspitzen während der Eingangsspannungs- und Lasttransienten untersucht.

Die Größe der Ausgangsspannungsspitzen bei Eingangsspannungstransienten sollte aufgrund der schnellen Störgrößenaufschaltung der Hystereseregulation vernachlässigbar sein. In der Tat ändert sich die Steigung des Induktorstroms unmittelbar, wenn es zu einer Änderung der Eingangsspannung kommt. Als Folge ändert sich auch die Steigung der Spannungswelligkeit am ESR des Ausgangskondensators rasch, und das gleiche geschieht mit dem Rückkopplungssignal, das bei einer Zunahme der Eingangsspannung schneller und bei einer Abnahme der Eingangsspannung langsamer ansteigt. Die Einschaltzeit des MOSFET wird daher während des Auftretens von Eingangsspannungstransienten sofort angepasst, und dadurch wird die Ausgangsspannung des hysteretischen Abwärtsreglers ausreichend immun gegen Eingangsspannungsstörungen. Die gute Störspannungsunterdrückung des LM3475 ist in Abbildung 10 zu sehen.

Die Ausgangsspannungsspitzen während der Lasttransienten hängen vom ESR des Ausgangskondensators ab und können deutlich sichtbar sein, wenn die Anstiegsgeschwindigkeit des Laststroms hoch ist. Der hohe ESR, der erforderlich ist, damit der Hystereseregler eine hohe Schaltfrequenz und eine gute Immunität gegen Eingangsspannungsstörungen bietet, hat eine kontraproduktive Wirkung auf Lasttransienten, wie in Formel (7) dargestellt. In Abbildung 10 sind die Ausgangsspannungsspitzen nicht zu erkennen, weil die Stromanstiegsgeschwindigkeit im Bereich von $0.1\text{ A}/\mu\text{s}$ liegt.



Experimentelle Oszilloskopkurven

Die experimentellen Beispielkurven in den Abbildungen auf dieser Seite stellen die Wellenformen des Induktorstroms und der Ausgangsspannung des Abwärtsreglers LM3475 unter verschiedenen Betriebsbedingungen dar.

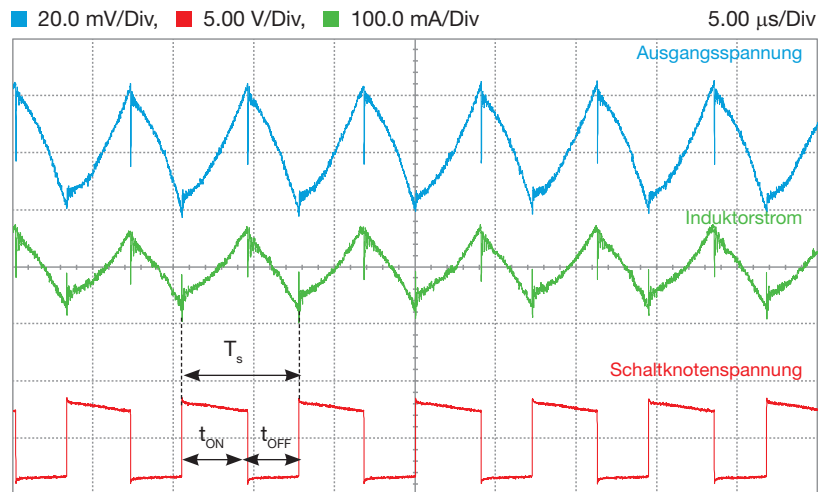


Abbildung 7. Stationärer Zustand, $V_{in} = 5\text{ V}$, $I_{out} = 0.5\text{ A}$, C_{ff} EIN,
 $C_{out} = C_3 = 100\ \mu\text{F}$, $100\ \text{m}\Omega$

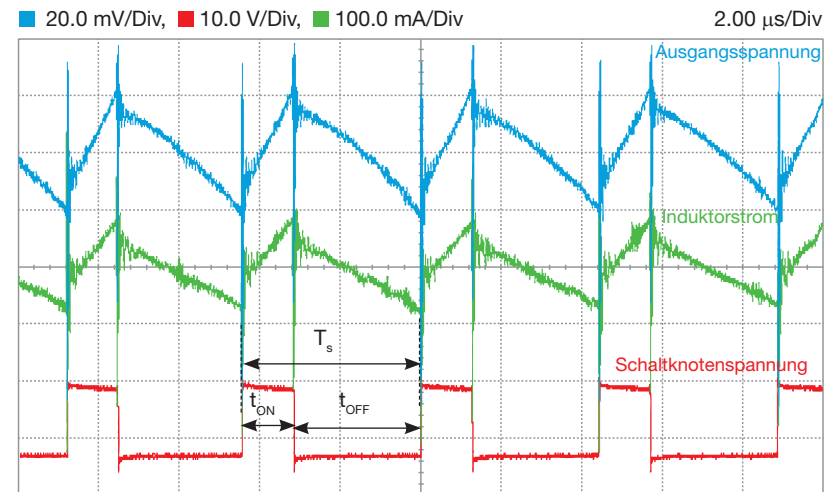


Abbildung 8. Stationärer Zustand, $V_{in} = 10\text{ V}$, $I_{out} = 0.5\text{ A}$, C_{ff} EIN,
 $C_{out} = C_3 = 100\ \mu\text{F}$, $100\ \text{m}\Omega$

Die Kurven in den Abbildungen 7 und 8 zeigen die Änderung des Tastverhältnisses $D = t_{ON} / T_s$, wenn die Eingangsspannung von 5 V (Abbildung 7) auf 10 V (Abbildung 8) steigt. Das Tastverhältnis nimmt insbesondere wegen der Verringerung der MOSFET-Einschaltzeit t_{ON} ab, die eine Folge der Funktionsweise des hysteretischen Abwärtsreglers ist (zu beachten ist, dass die horizontale Zeitskala in Abbildung 7 auf 5.00 μ s/Div und in Abbildung 8 auf 2.00 μ s/Div eingestellt ist).

Beim Vergleich der Funktionsweise des hysteretischen Abwärtsreglers LM3475 mit der des Abwärtsreglers TPS54160 mit PCC-Schaltkreis (Peak-Current-Control) lässt sich Folgendes beobachten:

- Der hysteretische Abwärtsregler LM3475 passt das zum Erzielen der gewünschten Ausgangsspannung erforderliche Tastverhältnis an, indem er die MOSFET-Einschaltzeit ändert und die MOSFET-Ausschaltzeit nahezu konstant hält. Deshalb kann die Schaltfrequenz des hysteretischen Abwärtsreglers keinen festen Wert haben.
- Der PCC-Abwärtsregler TPS54160 erreicht die Regelung der Ausgangsspannung, indem er die MOSFET-Einschaltzeit und -Ausschaltzeit zusammen ändert: Der Grund besteht darin, dass die Schaltfrequenz mithilfe einer Zeitgeberschaltung auf einen festen Wert eingestellt wird.



Experimentelle Oszilloskopkurven

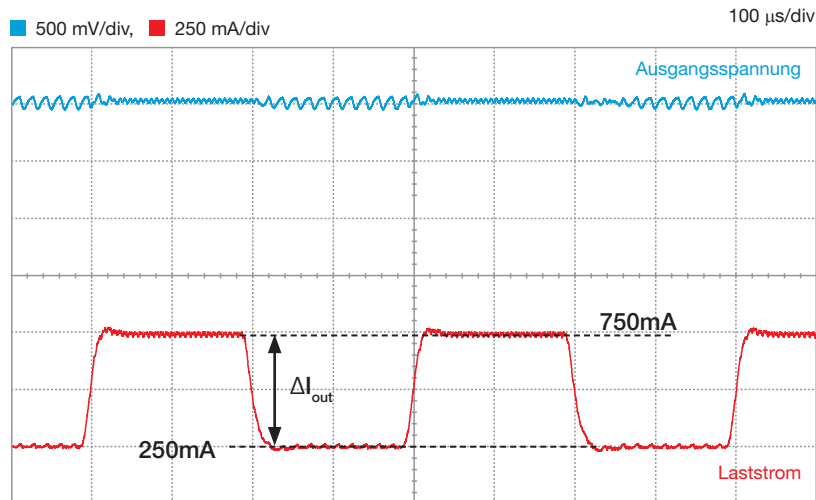


Abbildung 9. Verhalten bei Lasttransienten, $V_{in}=5V$, $I_{out}=250mA \leftrightarrow 750mA$, C_{ff} EIN, $C_{out}=C_3=100\mu F$, $100m\Omega$

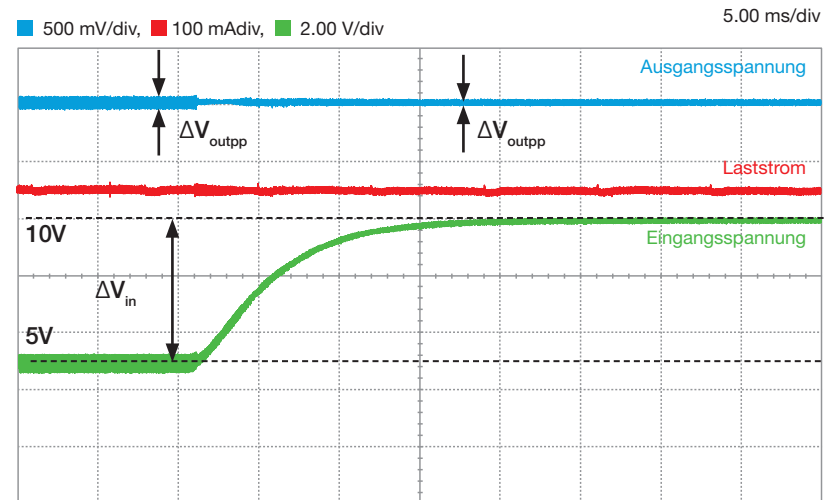


Abbildung 10. Verhalten bei Spannungstransienten, $V_{in}=5V \rightarrow 10V$, $I_{out}=250mA$, C_{ff} EIN, $C_{out}=C_3=100\mu F$, $100m\Omega$

In Abbildung 9 sind keine Ausgangsspannungsspitzen beim Anstieg und Abfall des Laststroms zu erkennen. Der Grund hierfür ist die niedrige Anstiegsgeschwindigkeit der Laststromtransienten. Die beim niedrigen Strompegel (250 mA) zu beobachtende größere Welligkeit wird durch den Discontinuous Conduction Mode des Reglers verursacht.

Abbildung 10 zeigt die Größenänderung der Spitze-zu-Spitze-Welligkeit der Ausgangsspannung ΔV_{outpp} aufgrund der Erhöhung der Eingangsspannung (siehe Kurve der Eingangsspannung). Während der Eingangsspannungstransienten treten keine Spannungsspitzen auf, was eine Folge der guten Störspannungsunterdrückung des hysteretischen Abwärtsreglers und der begrenzten Anstiegsrate der Eingangsspannung ist.

Es können zwar sehr hohe Laststromanstiegsraten bei bestimmten Anwendungen beobachtet werden, wie z. B. bei Point-of-Load-Abwärtsreglern zur Stromversorgung von Mikroprozessoren, jedoch sind in realen Anwendungen sehr hohe Anstiegsraten der Eingangsspannung nicht häufig anzutreffen. Die Anstiegsrate der Eingangsspannung wird durch die Ausgangskapazität der Spannungsquelle des Reglers (dies kann ein anderes Netzteil sein, dessen Ausgangskondensator die Anstiegsrate beschränkt), durch die parasitäre Induktivität der Verbindungskabel und durch den Induktor möglicherweise zusätzlicher Eingangsfilter begrenzt.

Anhang A

Referenzen

- [1] R. W. Erickson, D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, Springer
- [2] C. Basso, Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies: A Tutorial Guide, Artech House
- [3] S. Maniktala, Switching Power Supplies A - Z, Newness
- [4] A. De Nardo, N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, "Optimal Buck Converter Output Filter Design for Point-of-Load Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, S. 1330-1341, Ausgabe 57, Nr. 4, 2010.
- [5] TPS54160 datasheet, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps54160.pdf>
- [6] LM3475 datasheet, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3475.pdf>
- [7] F. D. Tan, R. D. Middlebrook, "A unified model for current-programmed converters", IEEE Transactions on Power Electronics, S. 397 - 408, Ausgabe 10, Nr. 4, 1995.
- [8] www.mathworks.com
- [9] www.omicron-lab.com

Anhang B

Hersteller-Websites

ASJ,	http://www.asj.com.sg/
AVX,	http://www.avx.com/
Bourns,	http://www.bourns.com
Coilcraft,	http://www.coilcraft.com/
Diodes Incorporated,	http://www.diodes.com/
Kemet,	http://www.kemet.com/
Murata,	http://www.murata.com/
Nippon Chemi-Con,	http://www.chemi-con.co.jp/
ON Semiconductor,	http://www.onsemi.com/
Panasonic,	http://industrial.panasonic.com/
Philips Lumileds,	http://www.philipslumileds.com/
Rohm Semiconductor,	http://www.rohm.com/
Samsung,	http://www.samsungsem.com/
Samwha,	http://www.samwha.com/
Taiyo Yuden,	http://www.t-yuden.com/
TDK,	http://product.tdk.com/
TE Connectivity,	http://www.te.com/
Texas Instruments,	http://www.ti.com/
TT Electronics,	http://www.ttelectronics.com
Vishay,	http://www.vishay.com/
Yageo,	http://www.yageo.com/

TI-Universitätsprogramm

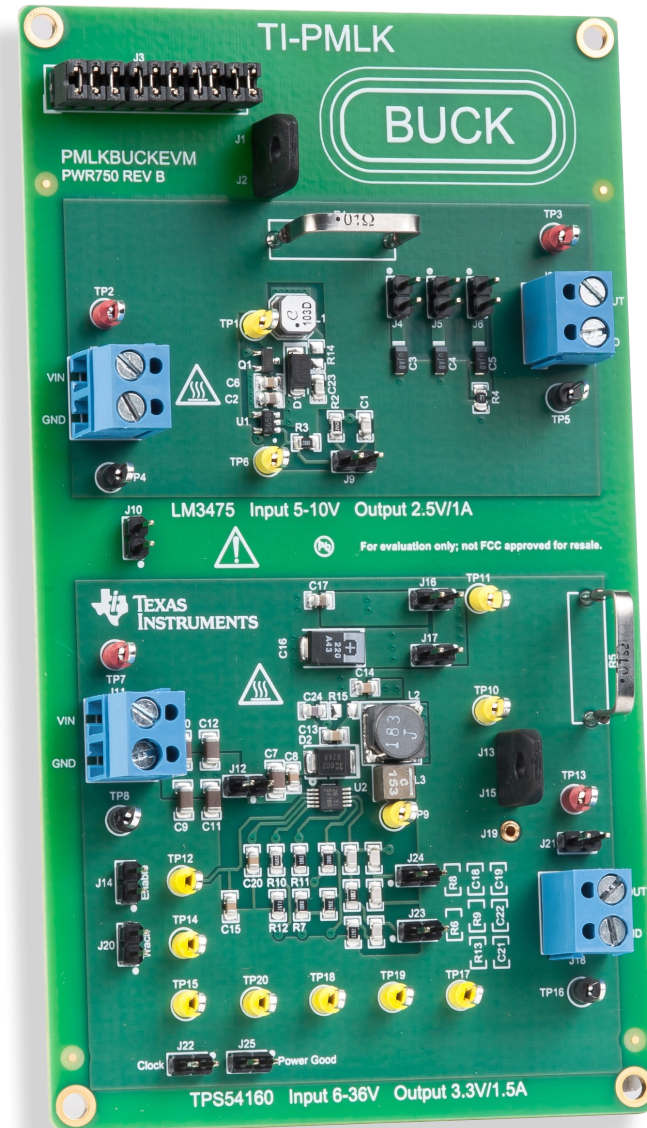
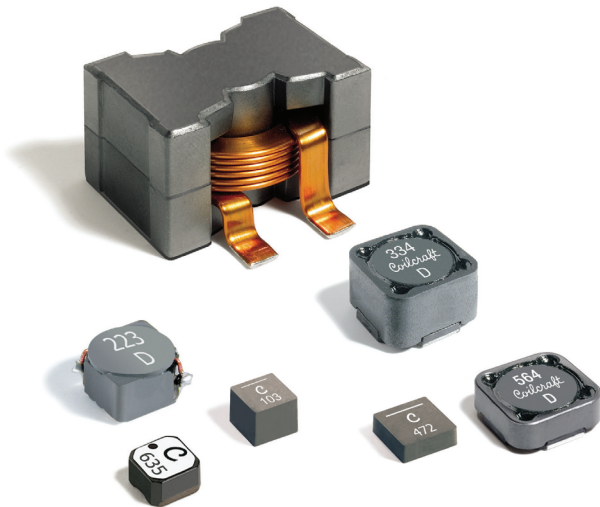
Texas Instruments engagiert sich seit mehr als 80 Jahren leidenschaftlich für die Entwicklung innovativer Technologielösungen. Das TI University Program wurde im Jahr 1982 ins Leben gerufen und ist ein globales Programm, das in 35 Ländern und in mehreren Sprachen umgesetzt wird und von dem jedes Jahr Hunderttausende von Studenten profitieren. Das TI-Universitätsprogramm stellt Dozenten ermäßigte Tools sowie Laborspenden und Lehrmaterialien zur Verfügung, damit den Studenten im Unterrichtsraum oder Labor leistungsfähige TI-Technologie zur Verfügung steht. Unsere fortschrittlichen Analog- und Embedded-Verarbeitungstechnologien fördern in zahlreichen Anwendungsbereichen von Unterrichtsmaterialien bis zu Entwicklungsprojekten die Begeisterung von Studenten und Pädagogen in Universitätslaboren auf der ganzen Welt.

TI-PMLK: Powered by Coilcraft

Coilcraft ist der exklusive Induktorlieferant für alle TI-PMLK-Lehrplatinen.

Eingesetzte Bauteile:

- **LPS5030-103MLB**
Geschirmte Leistungsinduktoren geringer Bauhöhe der Serie LPS5030
- **MSS7341-183MLB**
Geschirmte SMT-Leistungsinduktoren der Serie MSS7341
- **XAL4040-153MEB**
Geschirmte Hochstrom-Leistungsinduktoren der Serie XAL40xx



Coilcraft ist Ihre Bezugsquelle für HF-Produkte und magnetische Leistungsbauteile

Coilcraft ist sich darüber im Klaren, dass Induktoren ein schwieriges Gebiet für Studenten sein können. Daher unterstützen wir Sie mit den gleichen Tools und Ressourcen, auf die auch professionelle Ingenieure bei der Entwicklung von Power-Management- und analogen Schaltungen vertrauen.



Kostenlose Produktmuster



Benötigen Sie Coilcraft-Bauteile für Ihr Entwicklungsprojekt? Wir versenden diese noch heute.

Branchenführende Entwicklungstools



Unsere leistungsfähigen Online-Tools führen Sie schnell und einfach zum perfekten Bauteil.

Anwendungsberichte



Unsere Anwendungsberichte und Entwicklungsleitfäden decken Themen ab, die möglicherweise nicht im Unterricht behandelt werden.

Kostenloses Power-Management-Laborkit



Mit diesem kostenlosen Toolkit können Dozenten praktische Erfahrungen im Unterricht vermitteln.

Weitere Informationen finden Sie unter [Coilcraft.com/students](https://www.coilcraft.com/students)

WICHTIGER HINWEIS

TI Power-Management-Laborkit („TI-PMLK“): das Buck-Experimentierbuch soll Studenten mithilfe verschiedener Experimente die Grundlagen elektronischer Theorie und Schaltungen vermitteln. Die Informationen werden zwar von Texas Instruments Incorporated und deren Tochtergesellschaften (TI) regelmäßig aktualisiert, es ist aber dennoch möglich, dass sie zum Zeitpunkt der Durchführung der in diesem Buch beschriebenen Experimente nicht mehr aktuell sind. Sie erkennen an, dass die Durchführung der Experimente in diesem Buch unter Anwendungen Ihres Analyse-, Bewertungs- und Urteilsvermögens Ihrer Verantwortung unterliegt. Die Verwendung dieses Buches unterliegt neben den nachstehenden Bestimmungen den Nutzungsbedingungen von TI auf der Website <http://www.ti.com/corp/docs/legal/termsfuse.shtml>, die durch diesen Verweis Bestandteil der vorliegenden Bestimmungen sind.

DIE INFORMATIONEN IN DIESEM BUCH (DER „INHALT“) WERDEN „OHNE MÄNGELGEWÄHR“ BEREITGESTELLT. TI GIBT KEINE GARANTIE ODER ZUSICHERUNGEN, WEDER AUSDRÜCKLICHER, IMPLIZITER NOCH GESETZLICHER ART, IN BEZUG AUF DIESEN INHALT ODER DIE NUTZUNG DIESES INHALTS – EINSCHLIESSLICH GENAUIGKEIT UND VOLLSTÄNDIGKEIT. TI SCHLIESST HINSICHTLICH DIESES INHALTS UND SEINER NUTZUNG JEGLICHE RECHTSMÄNGELHAFTUNG UND STILLSCHWEIGENDE ZUSICHERUNG DER HANDELSÜBLICHEN QUALITÄT, DER EIGNUNG FÜR EINEN BESTIMMTEN ZWECK, DER UNGESTÖRTEN VERWENDUNG, DES UNGESTÖRTEN BESITZES UND DER NICHTVERLETZUNG DER RECHTE DRITTER AN GEISTIGEM EIGENTUM AUS. IN KEINEM FALL HAFTET TI FÜR TATSÄCHLICHE, SPEZIELLE, INDIREKTE, NEBEN- ODER FOLGESCHÄDEN, GLEICH WELCHER URSACHE UND UNGEACHTET DER HAFTUNGSTHEORIE, DIE AUS DIESEM INHALT ODER IN BELIEBIGER WEISE AUS DESSEN NUTZUNG ENTSTEHEN, AUCH WENN TI ÜBER DIE MÖGLICHKEIT SOLCHER SCHÄDEN INFORMIERT WAR.

Manche Bücher können Experimente enthalten, in denen Materialien von Dritten und/oder andere Materialien, die auf der Website www.ti.com verlinkt sind, verwendet werden. TI GEWÄHRT IN KEINEM SOLCHEN FALL EINE GARANTIE (OB AUSDRÜCKLICH ODER KONKLUDENT), SCHADLOSHALTUNG ODER UNTERSTÜTZUNG JEGLICHER ART IN BEZUG AUF DIE MATERIALIEN DRITTER. IM GESETZLICH MAXIMAL ZULÄSSIGEN UMFANG GELTEN AUCH SÄMTLICHE GARANTIEAUS-SCHLÜSSE UND HAFTUNGSBESCHRÄNKUNGEN IN DIESEM VERMERK FÜR DIE MATERIALIEN DRITTER.

STANDARDVERKAUFSBEDINGUNGEN FÜR EVALUIERUNGSMODULE

1. *Lieferung: TI liefert TI-Evaluierungsplatinen, -kits oder -module einschließlich der begleitenden Demosoftware, Komponenten und Dokumentation (zusammen „EVM“ oder „EVMs“) gemäß den hier festgelegten Bestimmungen an den Benutzer („Benutzer“). Die Annahme des EVM unterliegt ausdrücklich den folgenden Bestimmungen.*
 - 1.1 EVMs sind ausschließlich für Produkt- oder Softwareentwickler zur Durchführung von Machbarkeitsbewertungen, Experimenten und wissenschaftlichen Analysen mit TI-Halbleiterprodukten in Forschungs- und Entwicklungseinrichtungen vorgesehen. EVMs haben keine direkte Funktion und sind keine Endprodukte. EVMs dürfen weder direkt noch indirekt als Teil oder Baugruppe in ein Endprodukt eingebaut werden. Zur Klarstellung: Mit dem EVM gelieferte Software und Softwaretools („Software“) unterliegen nicht den hier aufgeführten Bedingungen, sondern den separaten Nutzungsbedingungen für die betreffende Software.
 - 1.2 EVMs sind nicht für die Verwendung durch Endverbraucher vorgesehen. EVMs dürfen vom Benutzer weder ganz noch teilweise verkauft, unterlizenziert, verleast, vermietet, verliehen, abgetreten bzw. anderweitig für kommerzielle Zwecke weitergegeben oder in einem Endprodukt bzw. Produktionssystem verwendet werden.
2. *Eingeschränkte Garantie und diesbezügliche Rechtsbehelfe/Haftungsausschlüsse:*
 - 2.1 Diese Bedingungen gelten nicht für die Software. Falls die Software einer Garantie unterliegt, können die Garantiebestimmungen dem zugehörigen Softwarelizenzvertrag entnommen werden.
 - 2.2 TI garantiert, dass das TI-EVM ab dem Datum der Lieferung durch TI an den Benutzer für einen Zeitraum von neunzig (90) Tagen den von TI veröffentlichten Spezifikationen entspricht. Ungeachtet des Vorstehenden haftet TI nicht für Mängel, die aufgrund von Fahrlässigkeit, Missbrauch oder unsachgemäßer Behandlung durch eine andere natürliche oder juristische Person als TI entstehen, einschließlich unsachgemäßer Installation oder Prüfung, und es wird jegliche Haftung für EVMs ausgeschlossen, die von einer anderen natürlichen oder juristischen Person als TI in irgendeiner Weise verändert oder modifiziert wurden. Darüber hinaus haftet TI nicht für Mängel, die durch Entwicklungen, Spezifikationen oder Anweisungen des Benutzers in Verbindung mit solchen EVMs verursacht werden. Prüfungen und andere Qualitätskontrollverfahren werden in dem Umfang durchgeführt, den TI als notwendig erachtet bzw. der zur Erfüllung behördlicher Auflagen erforderlich ist. TI prüft nicht alle Parameter jedes EVM.
 - 2.3 Wenn ein EVM nicht die in der obigen Garantie zugesicherten Eigenschaften aufweist, besteht die ausschließliche Haftung von TI darin, das betreffende EVM nach alleinigem Ermessen zu reparieren bzw. zu ersetzen oder dem Konto des Benutzers den Kaufbetrag für dieses EVM gutzuschreiben. Die Haftung von TI im Rahmen dieser Garantie ist auf EVMs beschränkt, die während der Garantiezeit an die von TI angegebene Adresse zurückgeschickt werden und bei denen TI feststellt, dass sie nicht die in der Garantie zugesicherten Eigenschaften aufweisen. Falls sich TI dafür entscheidet, ein solches EVM zu reparieren oder zu ersetzen, steht TI eine angemessene Frist zu, die Reparatur durchzuführen oder ein Ersatz-EVM zu liefern. Für reparierte EVMs gilt der verbliebene Zeitraum der ursprünglichen Garantiezeit. Für ersetzte EVMs gilt eine neue Garantiezeit von neunzig (90) Tagen.
3. *Zulassungshinweise:*
 - 3.1 USA
 - 3.1.1 *Hinweis zu EVMs ohne FCC-Zulassung:*

Dieses Kit ist so konzipiert, dass Produktentwickler elektronische Komponenten, Schaltungen oder die zum Kit gehörige Software evaluieren können, um zu prüfen, ob diese Elemente in ein Endprodukt integriert werden können. Das Kit eignet sich auch für Softwareentwickler, um Softwareanwendungen für das Endprodukt zu erstellen. Dieses Kit ist kein Endprodukt und darf nach dem Zusammenbau nur weiterverkauft oder anderweitig vertrieben werden, wenn sämtliche erforderlichen FCC-Gerätezulassungen eingeholt wurden. Der Betrieb unterliegt der Bedingung, dass dieses Produkt keine schädlichen Störungen bei konzessionierten Radiostationen verursacht und seinerseits schädliche Störungen toleriert. Sofern das zusammengebaute Kit nicht für den Betrieb gemäß Teil 15, 18 oder 95 dieses Kapitels bestimmt ist, muss der Benutzer das Kit unter der Aufsicht eines FCC-Lizenzinhabers betreiben oder eine experimentelle Zulassung gemäß Teil 5 dieses Kapitels einholen.
 - 3.1.2 *Für EVMs, die mit Teil 15 der FCC-Bestimmungen (FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION) konform sind:*

VORSICHT

Dieses Gerät entspricht Teil 15 der FCC-Bestimmungen. Sein Betrieb unterliegt den folgenden zwei Bedingungen: (1) Dieses Gerät darf keine schädlichen Störungen verursachen. (2) Dieses Gerät muss alle empfangenen Störungen tolerieren, auch wenn diese zu Funktionsstörungen führen.

Alle Veränderungen oder Modifikationen, die nicht ausdrücklich von der für die Konformität zuständigen Partei genehmigt wurden, können zum Erlöschen der Betriebserlaubnis des Benutzers führen.

FCC-Erklärung zur Störanfälligkeit für EVMs der Klasse A

HINWEIS: Dieses Gerät wurde geprüft und erfüllt die Grenzwerte für ein digitales Gerät der Klasse A in Teil 15 der FCC-Bestimmungen. Diese Grenzwerte sollen einen angemessenen Schutz vor schädlichen Störungen beim Gebrauch in gewerblichen Gebieten gewährleisten. Dieses Gerät erzeugt und nutzt Hochfrequenzstrahlung und kann diese ausstrahlen. Wenn es nicht gemäß den Anweisungen im Handbuch installiert und verwendet wird, kann es zu Störungen des Rundfunk- und Fernsehempfangs kommen. Der Betrieb dieses Geräts in einem Wohngebiet führt wahrscheinlich zu Störungen. In diesem Fall ist der Benutzer verpflichtet, die Störungen auf eigene Kosten zu beseitigen.

FCC-Erklärung zur Störanfälligkeit für EVMs der Klasse B

HINWEIS: Dieses Gerät wurde geprüft und erfüllt die Grenzwerte für ein digitales Gerät der Klasse B in Teil 15 der FCC-Bestimmungen. Diese Grenzwerte sollen einen angemessenen Schutz vor schädlichen Störungen beim Gebrauch in Wohngebieten gewährleisten. Dieses Gerät erzeugt und nutzt Hochfrequenzstrahlung und kann diese ausstrahlen. Wenn es nicht gemäß den Anweisungen installiert und verwendet wird, kann es zu Störungen des Rundfunk- und Fernsehempfangs kommen. Es gibt jedoch keine Garantie dafür, dass bei einer bestimmten Installation keine Störungen auftreten. Wenn dieses Gerät schädliche Störungen des Radio- oder Fernsehempfangs verursacht, was durch Ein- und Ausschalten des Gerätes festgestellt werden kann, wird dem Benutzer empfohlen, eine oder mehrere der folgenden Maßnahmen zu ergreifen:

- Die Position oder die Ausrichtung der Empfangsantenne ändern.
- Den Abstand zwischen dem Gerät und dem Empfänger vergrößern.
- Das Gerät an einen anderen Stromkreis als den des Empfängers anschließen.
- Den Verkäufer oder einen erfahrenen Radio-/Fernsehtechniker um Rat fragen.

3.2 Kanada

3.2.1 Für EVMs mit einer Industry-Canada-Konformitätsbescheinigung gemäß der Norm RSS-210

Bezüglich EVMs mit Funksendern:

Dieses Gerät erfüllt die lizenzfreien RSS-Norm(en) von Industry Canada. Sein Betrieb unterliegt den folgenden zwei Bedingungen: (1) Dieses Gerät darf keine schädlichen Störungen verursachen. (2) Dieses Gerät muss alle empfangenen Störungen tolerieren, auch wenn diese zu Funktionsstörungen führen.

Concernant les EVMs avec appareils radio :

Le présent appareil est conforme aux CNR d'Industrie Canada applicables aux appareils radio exempts de licence. L'exploitation est autorisée aux deux conditions suivantes : (1) l'appareil ne doit pas produire de brouillage, et (2) l'utilisateur de l'appareil doit accepter tout brouillage radioélectrique subi, même si le brouillage est susceptible d'en compromettre le fonctionnement.

Bezüglich EVMs mit abnehmbaren Antennen:

Gemäß den Vorschriften von Industry Canada darf dieser Sender nur mit einer Antenne betrieben werden, deren Typ und maximale (oder geringere) Verstärkung den von Industry Canada für den Sender genehmigten Werten entsprechen. Um andere Benutzer nicht durch Funkstörungen zu beeinträchtigen, sollten der Antennentyp und dessen Verstärkung so gewählt werden, dass die äquivalente isotrope Sendeleistung nicht höher ist, als dies für eine erfolgreiche Kommunikation erforderlich ist. Dieser Sender wurde von Industry Canada nur für den Betrieb mit den im Benutzerhandbuch aufgelisteten Antennentypen zugelassen. Dabei sind die maximal zulässige Verstärkung sowie die erforderliche Antennenimpedanz für jeden Antennentyp angegeben. Die Verwendung von nicht in dieser Liste enthaltenen Antennentypen mit diesem Gerät, deren Verstärkung die für den betreffenden Typ angegebene maximale Verstärkung überschreitet, ist strengstens untersagt.

Concernant les EVMs avec antennes détachables

Conformément à la réglementation d'Industrie Canada, le présent émetteur radio peut fonctionner avec une antenne d'un type et d'un gain maximal (ou inférieur) approuvé pour l'émetteur par Industrie Canada. Dans le but de réduire les risques de brouillage radioélectrique à l'intention des autres utilisateurs, il faut choisir le type d'antenne et son gain de sorte que la puissance isotrope rayonnée équivalente (p.i.r.e.) ne dépasse pas l'intensité nécessaire à l'établissement d'une communication satisfaisante. Le présent émetteur radio a été approuvé par Industrie Canada pour fonctionner avec les types d'antenne énumérés dans le manuel d'usage et ayant un gain admissible maximal et l'impédance requise pour chaque type d'antenne. Les types d'antenne non inclus dans cette liste, ou dont le gain est supérieur au gain maximal indiqué, sont strictement interdits pour l'exploitation de l'émetteur.

3.3 Japan

3.3.1 Hinweis für nach Japan gelieferte EVMs: siehe http://www.tij.co.jp/lstds/ti_ja/general/eStore/notice_01.page 日本国内に輸入される評価用キット、ボードについては、次のところをご覧ください。 http://www.tij.co.jp/lstds/ti_ja/general/eStore/notice_01.page

3.3.2 Hinweis für Benutzer von in Japan als „Hochfrequenzprodukte“ eingestuft EVMs: Nach Japan gelieferte EVMs dürfen von TI nicht als konform mit den technischen Vorschriften des japanischen Funkverkehrsgesetzes zertifiziert werden. Wenn EVMs in Japan verwendet werden, die nicht gemäß den technischen Vorschriften des japanischen Funkverkehrsgesetzes zertifiziert sind, muss der Benutzer

laut dem japanischen Funkverkehrsgesetz die folgenden Anweisungen in Bezug auf die EVMs befolgen:

1. Die EVMs müssen in einem abgeschirmten Raum oder einer anderen Prüfeinrichtung verwendet werden, wie dies in der Mitteilung Nr. 173 des Ministeriums für Innere Angelegenheiten und Kommunikation vom 28. März 2006 festgelegt wird, die auf Unterabschnitt 1.1 des Artikels 6 der Vorschrift des Ministeriums zur Durchführung des japanischen Funkverkehrsgesetzes basiert.
2. Die EVMs dürfen nur verwendet werden, nachdem der Benutzer eine Lizenz für eine Testfunkstation gemäß dem japanischen Funkverkehrsgesetz erhalten hat.
3. Die EVMs dürfen nur verwendet werden, nachdem der Benutzer eine Bescheinigung über die Konformität mit den technischen Vorschriften des japanischen Funkverkehrsgesetzes erhalten hat. Außerdem dürfen die EVMs nur verkauft werden, wenn der obige Hinweis an den Käufer weitergegeben wird. Bei Nichteinhaltung der obigen Anweisungen unterliegt der Benutzer den im japanischen Funkverkehrsgesetz vorgesehenen Strafmaßnahmen.

【無線電波を送信する製品の開発キットをお使いになる際の注意事項】 開発キットの中には技術基準適合証明を受けていないものがあります。技術適合証明を受けていないもののご使用に際しては、電波法遵守のため、以下のいずれかの措置を取っていただく必要がありますのでご注意ください。

1. 電波法施行規則第6条第1項第1号に基づく平成18年3月28日総務省告示第173号で定められた電波暗室等の試験設備でご使用いただく。
2. 実験局の免許を取得後ご使用いただく。
3. 技術基準適合証明を取得後ご使用いただく。なお、本製品は、上記の「ご使用にあたっての注意」を譲渡先、移転先に通知しない限り、譲渡、移転できないものとします。上記を遵守頂けない場合は、電波法の罰則が適用される可能性があることをご留意ください。日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

東京都新宿区西新宿 6 丁目 2 4 番 1 号
西新宿三井ビル

3.3.3 Hinweis zu EVMs für die Powerline-Kommunikation: siehe http://www.tij.co.jp/lstds/ti_ja/general/eStore/notice_02.page

電力線搬送波通信についての開発キットをお使いになる際の注意事項については、次のところをご覧ください。 http://www.tij.co.jp/lstds/ti_ja/general/eStore/notice_02.page

4. EVM-Nutzungseinschränkungen und Warnhinweise:

- 4.1 EVMS SIND NICHT ZUR EVALUIERUNG VON FUNKTIONSSICHERHEITS- UND/ODER SICHERHEITSKRITISCHEN ANWENDUNGEN VORGESEHEN, EINSCHLIESSLICH, JEDOCH NICHT BESCHRÄNKT AUF LEBENSERHALTENDE ANWENDUNGEN.
 - 4.2 Der Benutzer muss vor der Handhabung oder Verwendung des EVM das Benutzerhandbuch und weitere von TI zur Verfügung gestellte Dokumentation zum EVM einschließlich der Warnhinweise und Hinweise zu Nutzungsbeschränkungen lesen und die Anweisungen befolgen. Die Hinweise enthalten wichtige sicherheitsrelevante Informationen, z. B. zu Temperaturen und Spannungen.
 - 4.3 Sicherheitsrelevante Warnhinweise und Einschränkungen:
 - 4.3.1 Der Benutzer muss das EVM innerhalb der Spezifikationen und Umgebungsbedingungen betreiben, die von TI im Benutzerhandbuch und in der weiteren von TI bereitgestellten Dokumentation sowie von sonstigen relevanten Vorschriften empfohlen werden, und zusätzlich angemessene und übliche Schutzmaßnahmen treffen. Das Überschreiten der angegebenen Leistungswerte und Spezifikationen des EVM (einschließlich, aber nicht beschränkt auf Eingangs- und Ausgangsspannung, Strom, Leistung und Umgebungsbedingungen) kann zu schweren bzw. tödlichen Verletzungen oder zu Sachschäden führen. Falls es Unklarheiten in Bezug auf die Leistungswerte und Spezifikationen gibt, sollte sich der Benutzer an einen Außendienstmitarbeiter von TI wenden, bevor externe elektronische Geräte wie Netzgerät und vorgesehene Lasten angeschlossen werden. Alle Lasten außerhalb des angegebenen Leistungsbereichs können zu einem unbeabsichtigten oder ungenauen Betrieb und/oder zu möglichen dauerhaften Schäden am EVM oder an den angeschlossenen elektronischen Geräten führen. Daher sollte vor dem Anschließen einer Last an den Ausgang des EVM das Benutzerhandbuch zu Rate gezogen werden. Wenn es Unsicherheiten bezüglich der Lastspezifikationen gibt, sollte sich der Benutzer an einen Außendienstmitarbeiter von TI wenden. Bei einigen Schaltungsbauteilen kann es während des normalen Betriebs auch dann zu erhöhten Gehäusetemperaturen kommen, wenn Eingangs- und Ausgangsspannung im zulässigen Bereich liegen. Zu diesen Bauteilen gehören u. a. Linearregler, Schalttransistoren, Pass-Transistoren, Strommesswiderstände und Kühlkörper, die anhand der Informationen in der zugehörigen Dokumentation identifiziert werden können. Bei der Arbeit mit dem EVM ist zu beachten, dass die Platine sehr warm werden kann.
 - 4.3.2 EVMs sind ausschließlich für den Gebrauch durch technisch qualifizierte Elektronikfachleute vorgesehen, die mit den Gefahren und Anwendungsrisiken bei der Arbeit mit elektrischen und mechanischen Bauteilen, Systemen und Subsystemen vertraut sind. Der Benutzer übernimmt die Verantwortung und Haftung für die ordnungsgemäße und sichere Handhabung und Verwendung des EVM durch den Benutzer sowie dessen Mitarbeiter, Partner, Auftragnehmer und Bevollmächtigte. Der Benutzer ist dafür verantwortlich und haftbar, dass sämtliche Schnittstellen (elektronische und/oder mechanische) zwischen dem EVM und dem menschlichen Körper mit einer geeigneten Isolierung versehen werden, um Leckströme zu begrenzen und die Stromschlaggefahr zu minimieren. Der Benutzer übernimmt die Verantwortung und Haftung für jedwede unsachgemäße oder unsichere Handhabung und Verwendung des EVM durch den Benutzer sowie dessen Mitarbeiter, Partner, Auftragnehmer und Bevollmächtigte.
 - 4.4 Der Benutzer muss feststellen, ob das EVM einschlägigen Gesetzen und Richtlinien auf internationaler, Bundes-, Landes- oder kommunaler Ebene bezüglich der Handhabung und Verwendung des EVM durch den Benutzer unterliegt und haftet für die Einhaltung solcher Gesetze und Richtlinien. Der Benutzer ist dafür verantwortlich und haftbar, dass das EVM in Übereinstimmung mit allen geltenden Vorschriften auf internationaler, Bundes-, Landes- oder kommunaler Ebene ordnungsgemäß entsorgt und dem Recycling zugeführt wird.
5. **Genauigkeit der Informationen:** TI bemüht sich, möglichst exakte Informationen zur Verfügbarkeit und Funktion der EVMs bereitzustellen. TI garantiert jedoch nicht die Genauigkeit, Vollständigkeit, Zuverlässigkeit, Aktualität und Fehlerfreiheit der EVM-Beschreibungen, der Informationen zur EVM-Verfügbarkeit sowie der sonstigen Informationen auf TI-Websites.

6. **Haftungsausschlüsse:**

- 6.1 MIT AUSNAHME DES OBEN DARGELEGTEN WERDEN DIE EVMS UND DIE MIT EVMS GELIEFERTEN SCHRIFTLICHEN DESIGNMATERIALIEN SOWIE DAS DESIGN DER EVMS SELBST „OHNE MÄNGELGEWÄHR“ BEREITGESTELLT. TI SCHLIESST ALLE SONSTIGEN AUSDRÜCKLICHEN ODER KONKLUDENTEN GARANTIEEN DIESBEZÜGLICH AUS, EINSCHLIESSLICH – OHNE DARAUf BESCHRÄNKt ZU SEIN – KONKLUDENTE GARANTIEEN DER HANDELSÜBLICHEN QUALITÄT, DER EIGNUNG FÜR EINEN BESTIMMTEN ZWECK SOWIE DER NICHTVERLETZUNG VON PATENTEN, URHEBERRECHTEN, GESCHÄFTSGEHEIMNISSEN ODER SONSTIGEN RECHTEN DRITTER AN GEISTIGEM EIGENTUM.
- 6.2 MIT AUSNAHME DES HIERIN GEWÄHRTEN EINGESCHRÄNKTEN RECHTS ZUR NUTZUNG DES EVM DARF KEINE BESTIMMUNG IN DIESEN VERKAUFSBEDINGUNGEN ALS ERTEILUNG ODER ÜBERTRAGUNG VON LIZENZ-, PATENT- ODER ANDEREN GEWERBLICHEN BZW. RECHTEN AN GEISTIGEM EIGENTUM VON TI, SEINEN LIEFERANTEN/LIZENZGEBERN ODER SONSTIGEN DRITTEN DAHINGEHEND AUSGELEGT WERDEN, DASS DAS EVM IN EINEM FERTIGPRODUKT BZW. EINSATZBEREITEN ENDPRODUKT ODER FÜR EINE ERFINDUNG, ENTDECKUNG ODER VERBESSERUNG, DIE VOR ODER NACH DER LIEFERUNG DES EVM GEMACHT, ERDACHT ODER ERWORBEN WIRD, VERWENDET WERDEN DARF.

7. **PFLICHT ZUR SCHADLOSHALTUNG UND ZUSICHERUNGEN DES BENUTZERS:** DER BENUTZER VERPFLICHTET SICH, TI, LIZENZGEBER UND DEREN BEVOLLMÄCHTIGTE GEGENÜBER ALLEN ANSPRÜCHEN, SCHÄDEN, VERLUSTEN, AUFWENDUNGEN, KOSTEN UND HAFTUNGSANSPRÜCHEN (ZUSAMMEN „ANSPRÜCHE“) KLAG- UND SCHADLOS ZU HALTEN, DIE SICH AUS ODER IN VERBINDUNG MIT EINER NICHT MIT DIESEN VERKAUFSBEDINGUNGEN ÜBEREINSTIMMENDEN HANDHABUNG ODER VERWENDUNG DES EVM ERGEBEN. DIESE VERPFLICHTUNG BESTEHT UNABHÄNGIG DAVON, OB DIE ANSPRÜCHE AUS GESETZ, SCHADENERSATZRECHT, VERTRAGSRECHT ODER EINER ANDEREN RECHTSGRUNDLAGE ERWACHSEN, UND SIE GILT AUCH, WENN DAS EVM NICHT WIE BESCHRIEBEN ODER ERWARTET FUNKTIONIERT.

8. **SCHADENERSATZ- UND HAFTUNGSBESCHRÄNKUNGEN:**

- 8.1 Allgemeine Einschränkungen: IN KEINEM FALL HAFTET TI FÜR SPEZIELLE, INDIREKTE, EXEMPLARISCHE, NEBEN- ODER FOLGESCHÄDEN SOWIE STRAFEN AUS ODER IN VERBINDUNG MIT DIESEN VERKAUFSBEDINGUNGEN ODER DER VERWENDUNG DES EVM IM RAHMEN DIESER NUTZUNGSBEDINGUNGEN, AUCH WENN TI ÜBER DIE MÖGLICHKEIT SOLCHER SCHÄDEN INFORMIERT WAR. ZU DEN AUSGESCHLOSSENEN SCHÄDEN GEHÖREN U. A. KOSTEN FÜR AUSBAU ODER ERNEUTEN EINBAU, NEBENKOSTEN FÜR DIE BESCHAFFUNG VON ERSATZPRODUKTEN ODER -LEISTUNGEN, KOSTEN FÜR ERNEUTE PRÜFUNGEN, KOSTEN FÜR EXTERNE COMPUTERRESSOURCEN, ARBEITSKOSTEN, VERLUST VON GESCHÄFTSWERT, ENTGANGENER GEWINN, ENTGANGENE EINSPARUNGEN, UNMÖGLICHKEIT DER NUTZUNG, DATENVERLUST UND BETRIEBSUNTERBRECHUNG. GEGEN TI DÜRFEN KEINE ANSPRÜCHE GELTEND GEMACHT ODER GERICHTSVERFAHREN ANGESTRENGT WERDEN, WENN DER GRUND FÜR DIESE MASSNAHME MEHR ALS EIN JAHR ZURÜCKLIEGT.
- 8.2 Spezifische Einschränkungen: DIE GESAMTHAFTUNG VON TI AUS GARANTIE- UND GEWÄHRLEISTUNGSANSPRÜCHEN UND AUS ANDEREN PFLICHTEN AUS ODER IN VERBINDUNG MIT DIESEN VERKAUFSBEDINGUNGEN ODER AUFGRUND DER VERWENDUNG EINES VON TI UNTER DIESEN VERKAUFSBEDINGUNGEN BEREITGESTELLTEN EVM IST AUF DEN GESAMTBE TRAG BESCHRÄNKt, DER FÜR DIE UNTER DIESEN VERKAUFSBEDINGUNGEN ERWORBENEN ARTIKEL – SOFERN SIE GRUND DER VERLUSTE ODER SCHÄDEN SIND – GEZAHLT WURDE. MEHRERE ANSPRÜCHE IN BEZUG AUF BESTIMMTE UNTER DIESEN VERKAUFSBEDINGUNGEN AN DEN BENUTZER VERKAUFTE ARTIKEL ERWEITERN DIE ANSPRUCHSGRENZE NICHT ÜBER DAS VORSTEHENDE HINAUS.

9. **Rückgaberrichtlinie:** Soweit nichts anderes angegeben ist, schließt TI jegliche Rückerstattungen, Rückgaben und Umtäusche aus. Außerdem werden EVMs zurückgewiesen, wenn die Verpackung geöffnet wurde oder die EVMs beschädigt bzw. in einem anderen nicht wiederverkaufsfähigen Zustand sind. Wenn dem Benutzer EVMs vermeintlich fälschlicherweise in Rechnung gestellt wurden oder eine Lieferung nicht der Bestellung entspricht, muss er TI davon in Kenntnis setzen. Alle Rückerstattungen werden in voller Höhe innerhalb von dreißig (30) Arbeitstagen nach Rückgabe der Komponente(n) ohne Porto- und Verpackungskosten geleistet.

10. **Geltendes Recht:** Diese Verkaufsbedingungen unterliegen den Gesetzen des Bundesstaates Texas und werden gemäß diesen Gesetzen ausgelegt. Die Anwendung kollisionsrechtlicher Grundsätze ist ausgeschlossen. Der Benutzer erklärt sich damit einverstanden, dass die nicht ausschließliche Zuständigkeit für alle Streitigkeiten aus oder im Zusammenhang mit diesen Verkaufsbedingungen bei den Gerichten des Bundesstaates Texas liegt und der Gerichtsstand Dallas County, Texas, ist. Ungeachtet des Vorstehenden kann jedes Urteil vor jedem US-amerikanischen Gericht sowie vor ausländischen Gerichten durchgesetzt werden, und TI darf Unterlassungsansprüche vor jedem US-amerikanischen oder ausländischen Gericht geltend machen.



TI-PMLK

Power-Management-Laborkit
Buck-Experimentierbuch



IMPORTANT NOTICE FOR TI DESIGN INFORMATION AND RESOURCES

Texas Instruments Incorporated ("TI") technical, application or other design advice, services or information, including, but not limited to, reference designs and materials relating to evaluation modules, (collectively, "TI Resources") are intended to assist designers who are developing applications that incorporate TI products; by downloading, accessing or using any particular TI Resource in any way, you (individually or, if you are acting on behalf of a company, your company) agree to use it solely for this purpose and subject to the terms of this Notice.

TI's provision of TI Resources does not expand or otherwise alter TI's applicable published warranties or warranty disclaimers for TI products, and no additional obligations or liabilities arise from TI providing such TI Resources. TI reserves the right to make corrections, enhancements, improvements and other changes to its TI Resources.

You understand and agree that you remain responsible for using your independent analysis, evaluation and judgment in designing your applications and that you have full and exclusive responsibility to assure the safety of your applications and compliance of your applications (and of all TI products used in or for your applications) with all applicable regulations, laws and other applicable requirements. You represent that, with respect to your applications, you have all the necessary expertise to create and implement safeguards that (1) anticipate dangerous consequences of failures, (2) monitor failures and their consequences, and (3) lessen the likelihood of failures that might cause harm and take appropriate actions. You agree that prior to using or distributing any applications that include TI products, you will thoroughly test such applications and the functionality of such TI products as used in such applications. TI has not conducted any testing other than that specifically described in the published documentation for a particular TI Resource.

You are authorized to use, copy and modify any individual TI Resource only in connection with the development of applications that include the TI product(s) identified in such TI Resource. NO OTHER LICENSE, EXPRESS OR IMPLIED, BY ESTOPPEL OR OTHERWISE TO ANY OTHER TI INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT, AND NO LICENSE TO ANY TECHNOLOGY OR INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT OF TI OR ANY THIRD PARTY IS GRANTED HEREIN, including but not limited to any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information regarding or referencing third-party products or services does not constitute a license to use such products or services, or a warranty or endorsement thereof. Use of TI Resources may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

TI RESOURCES ARE PROVIDED "AS IS" AND WITH ALL FAULTS. TI DISCLAIMS ALL OTHER WARRANTIES OR REPRESENTATIONS, EXPRESS OR IMPLIED, REGARDING TI RESOURCES OR USE THEREOF, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ACCURACY OR COMPLETENESS, TITLE, ANY EPIDEMIC FAILURE WARRANTY AND ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, AND NON-INFRINGEMENT OF ANY THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

TI SHALL NOT BE LIABLE FOR AND SHALL NOT DEFEND OR INDEMNIFY YOU AGAINST ANY CLAIM, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ANY INFRINGEMENT CLAIM THAT RELATES TO OR IS BASED ON ANY COMBINATION OF PRODUCTS EVEN IF DESCRIBED IN TI RESOURCES OR OTHERWISE. IN NO EVENT SHALL TI BE LIABLE FOR ANY ACTUAL, DIRECT, SPECIAL, COLLATERAL, INDIRECT, PUNITIVE, INCIDENTAL, CONSEQUENTIAL OR EXEMPLARY DAMAGES IN CONNECTION WITH OR ARISING OUT OF TI RESOURCES OR USE THEREOF, AND REGARDLESS OF WHETHER TI HAS BEEN ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH DAMAGES.

You agree to fully indemnify TI and its representatives against any damages, costs, losses, and/or liabilities arising out of your non-compliance with the terms and provisions of this Notice.

This Notice applies to TI Resources. Additional terms apply to the use and purchase of certain types of materials, TI products and services. These include; without limitation, TI's standard terms for semiconductor products (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>), [evaluation modules](#), and [samples](http://www.ti.com/sc/docs/sampterm.htm) (<http://www.ti.com/sc/docs/sampterm.htm>).

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated