

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

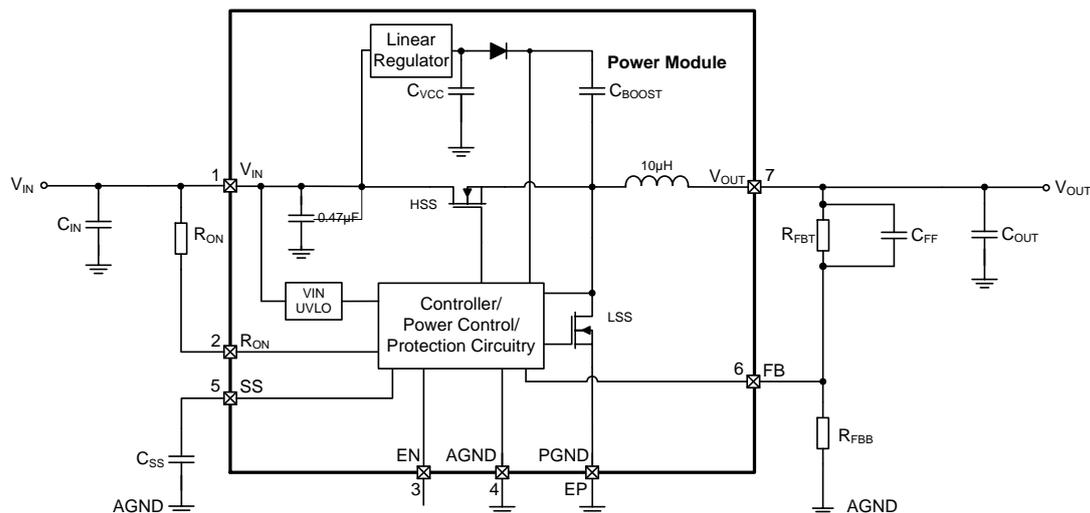
ANS006B VON RANJITH BRAMANPALLI

### Inhaltsverzeichnis

- Einleitung
- Standardmerkmale
- Schalterknoten abtasten
- Das richtige MagI<sup>3</sup>C-Modul für die jeweilige Aufgabe auswählen
- Überlegungen zur Auslegung
- Leiterplattenentwurf
- Thermische Empfehlungen

### 1. Einleitung

MagI<sup>3</sup>C (**M**agnetisches **I**ntegriertes **I**ntelligentes **I**C) Leistungsmodule von Würth Elektronik eiSos bieten dem Systemdesigner ein hoch integriertes SMPS mit hoher Leistungsdichte, sehr wenigen externen Komponenten und einer ausgezeichneten elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV). Die VDRM (Variable Step Down Regulator Module)-Familie besteht aus Abwärtsschaltreglern, bei denen Steuerschaltkreise, Leistungs-MOSFETs, Ausgangsinduktivität und einige diskrete Widerstände und Kondensatoren in einem Spritzgussgehäuse und Metallsubstrat zusammengefasst sind. Das Packaging basiert auf dem Industriestandard TO-263 und spiegelt das Konzept wider, diese Module wie lineare Regler einzusetzen. Durch Befolgen der in dieser Anwendungsbeschreibung ausgeführten Auswahlprozedur und der einfachen Entwurfsverfahren kann der Anwender ein MagI<sup>3</sup>C-Leistungsmodul zum Einsatz bringen und sichergehen, dass es so einfach wie ein linearer Regler arbeitet, jedoch mit weit höherer Effizienz.



# ANWENDUNGSHINWEIS

## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

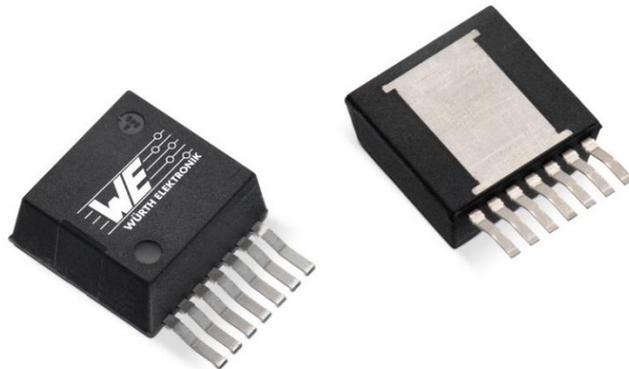


Abbildung 1: Innen- und Außenansicht eines MagI<sup>3</sup>C-Leistungsmoduls der VDRM-Serie

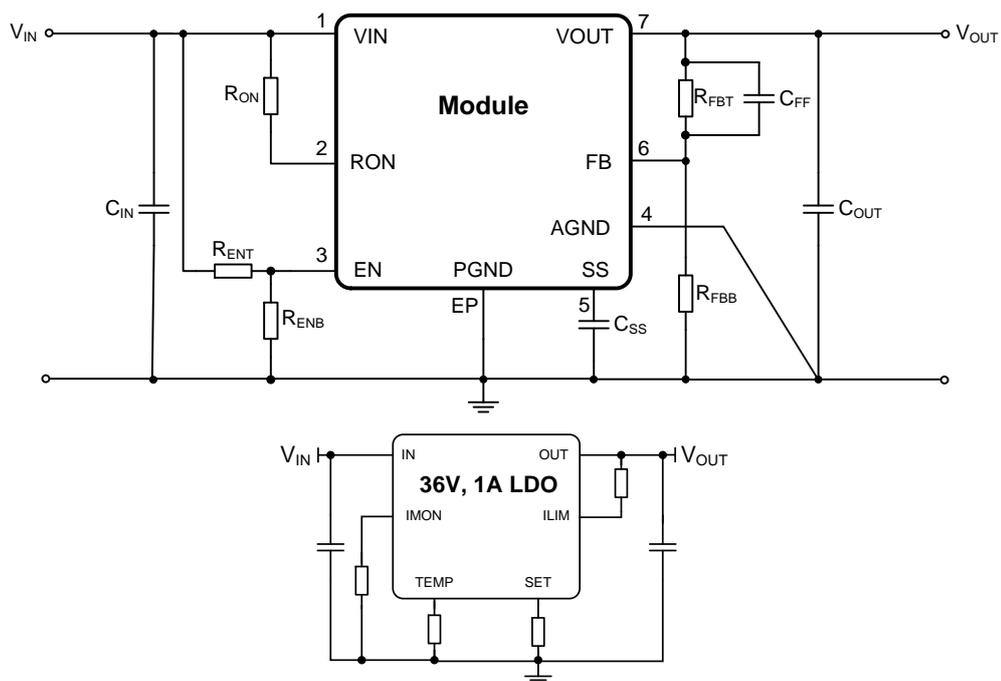


Abbildung 2: Vergleich der externen Komponenten eines MagI<sup>3</sup>C-Leistungsmoduls und eines Standard-LDO

### 1.1. Standardmerkmale

MagI<sup>3</sup>C-Leistungsmodule weisen die folgenden, bei vielen Schaltreglern vorhandenen Funktionsmerkmale auf:

#### 1.1.1. Low-Power-Abschaltung / Unterspannungsabschaltung

Wenn der Enable-Pin (EN) in den Logikzustand LOW versetzt wird, ist das Modul deaktiviert und zieht nur einen minimalen Strom aus der  $V_{IN}$ -Schiene. Der EN-Pin kann auch als Präzisionsschwelle für die Unterspannungsabschaltung genutzt werden, indem man einen Widerstandsteiler zwischen  $V_{IN}$  und AGND anschließt. In Abbildung 2 wird dies mit den Widerständen  $R_{ENT}$  und  $R_{ENB}$  demonstriert.

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

### 1.1.2. Softstart

Die Softstart-Funktion verhindert durch Kontrolle der Anstiegsrate der Ausgangsspannung, dass bei Aktivierung des Moduls zu große Einschaltströme aus der  $V_{IN}$ -Schiene gezogen werden. Je größer der Kondensator am Softstart-Pin (SS), desto länger dauert es, bis  $V_{OUT}$  den Zielwert erreicht, und desto niedriger ist damit die Einschaltstromspitze.

### 1.1.3. Emulierter lückender Betrieb (DCM)

Wenn der Ausgangsstrom ca. 450 mA oder weniger beträgt, schalten MagI<sup>3</sup>C-Leistungsmodule den synchronen Low-Side-MOSFET ab und emulieren die Funktion einer Diode. Dies verhindert einen Stromfluss vom  $V_{OUT}$ -Pin zur Masse. Aufgrund dieses emulierten DCM-Betriebs können die Module an ihren Ausgängen keinen Strom „ansaugen“. Der wesentliche Vorteil des emulierten DCM-Betriebs kommt zum Tragen, wenn bei der Aktivierung bereits Spannung am Ausgangskondensator anliegt. Diese Bedingung tritt häufig auf, wenn mehrere Netzteile an der gleichen Last angeschlossen sind, beispielsweise an einem Mikroprozessor oder FPGA. Parasitäre Dioden in einem digitalen Gerät können zulassen, dass Spannung von einem aktiven Netzteil zum Ausgang eines deaktivierten Netzteils gelangt und den dortigen Ausgangskondensator vorab auflädt. Emulierter DCM verhindert Probleme mit Transienten oder hohen Spitzenströmen beim Aktivieren des vorab mit Spannung beaufschlagten Netzteils.

## 2. Schalterknoten abtasten

Der Schalterknoten ist das elektrische Netz, das die beiden Leistungsschalter mit der induktiven Komponente in einem Schaltnetzteil verbindet. Das Abtasten dieses Knotens mit einem Oszilloskop ist der erste Schritt beim Test auf korrekte Funktion. Der Knoten ist bei MagI<sup>3</sup>C-Leistungsmodulen aber nicht direkt zugänglich. Die beiden folgenden Techniken können ersatzweise zur Überprüfung der Schaltvorgänge verwendet werden:

### 2.1. Abgestrahlte Spannung mit einem Spannungstastkopf

Diese Methode ist ziemlich leicht nachvollziehbar, wie in Abbildung 3 gezeigt. Einfach die Federspitze und die Masseleitung von einem herkömmlichen Oszilloskop-Spannungstastkopf entfernen und die Spitze unmittelbar über das Modulgehäuse halten. Der Tastkopf nimmt das vom Schalterknoten abgestrahlte elektromagnetische Feld auf.

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit Mag<sup>3</sup>C-Powermodulen

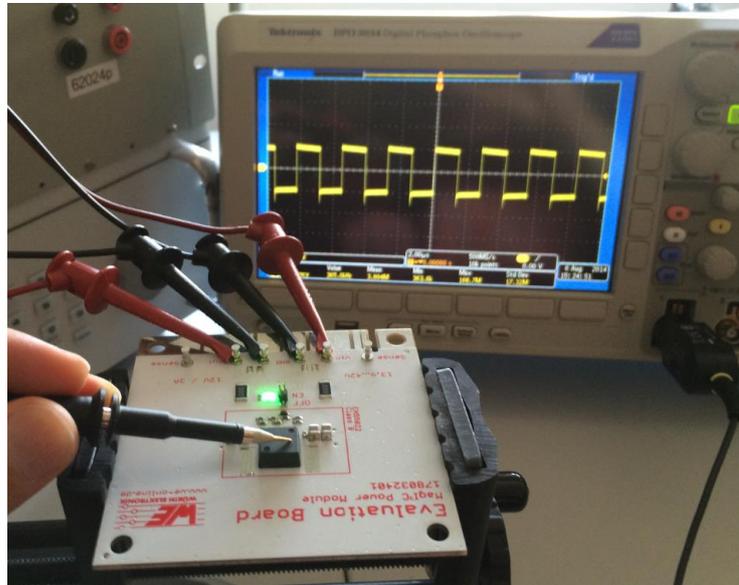


Abbildung 3: Prüfung des Schalterknotens mithilfe von Spannungstastköpfen und dem abgestrahlten elektromagnetischen Feld

WPMDH1302401JT EVB,  $V_{IN} = 24\text{ V}$ ,  $V_{OUT} = 12\text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 2\text{ A}$

## 2.2. Induktorstrom mit einem Stromtastkopf

Diese Methode ist invasiver, hat jedoch den Vorteil, dass sie den Induktorstrom anzeigt. Eine stabile Rechteckspannung am Schalterknoten zeigt an, dass der Schaltwandler korrekt arbeitet. Ein ebenso gültiger Funktionsnachweis ist ein stabiler Dreieckstrom durch die Induktivität. Um diese Prüfung vorzunehmen, muss der  $V_{OUT}$ -Pin des Moduls abgelötet, angehoben und eine Drahtschleife in Serie angeschlossen werden, wie in Abbildung 4 gezeigt.

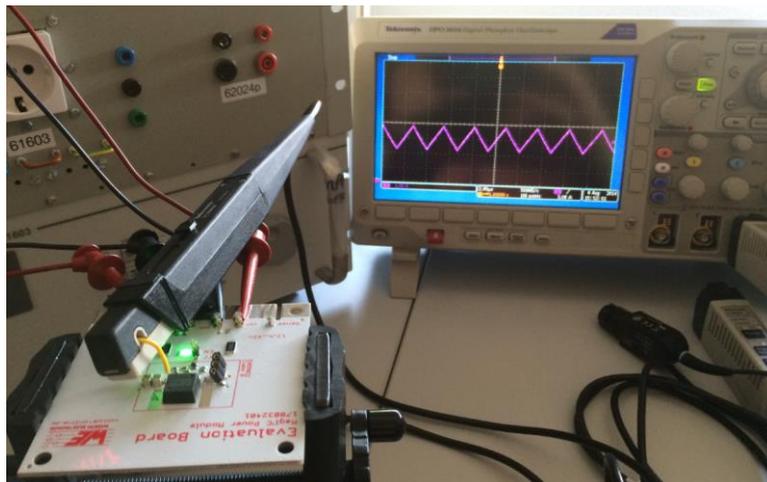


Abbildung 4: Prüfung des Schalterknotens mit Stromtastkopf in Serie mit dem Ausgang

WPMDH1302401JT EVB,  $V_{IN} = 24\text{ V}$ ,  $V_{OUT} = 12\text{ V}$ ,  $I_{OUT} = 3\text{ A}$

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

### 3. Das richtige MagI<sup>3</sup>C-Modul für die jeweilige Aufgabe auswählen

#### 3.1. Produktfamilie VDRM

VDRM-Familie Artikelbeschreibung	Artikelnummer	V <sub>IN</sub> [V]	V <sub>OUT</sub> [V]	I <sub>OUT,max</sub> [A]	f <sub>sw</sub> [kHz]
WPMDH1200601JT	<a href="#">171 020 601</a>	6 bis 42	0,8 bis 6,0	2,0	200 bis 800
WPMDM15006021JT	<a href="#">171 050 601</a>	6 bis 36	0,8 bis 6,0	5,0	650 bis 950
WPMDH1102401JT	<a href="#">171 012 401</a>	6 bis 42	5,0 bis 24,0	1,0	200 bis 800
WPMDH1152401JT	<a href="#">171 012 402</a>	6 bis 42	5,0 bis 24,0	1,5	200 bis 800
WPMDH1302401JT	<a href="#">171 032 401</a>	6 bis 42	5,0 bis 24,0	3,0	200 bis 800

Tabelle 1 Die VDRM-Familie von MagI<sup>3</sup>C Leistungsmodulen im TO263-Gehäuse

#### 3.2. Zwei Schutzfunktionen: Strombegrenzung und thermische Abschaltung

Die Komponenten der MagI<sup>3</sup>C-Familie sind durch eine Spitzenausgangsstrombegrenzung und eine thermische Abschaltung geschützt. Der Grenzwert der Strombegrenzung liegt über den in Tabelle 1 aufgeführten maximalen Ausgangsströmen. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass die thermische Abschaltung Vorrang vor der Strombegrenzung hat. Die thermische Abschaltung greift bei einer typischen Sperrschichttemperatur von 165 °C. Der Neustart nach einer thermischen Abschaltung erfolgt automatisch bei einer typischen Hysterese von 15 °C. In der Praxis wird die thermische Abschaltung wahrscheinlich vor der Strombegrenzung greifen, wenn die MagI<sup>3</sup>C-Komponenten nahe ihrer maximalen Ausgangsspannung und ihres maximalen Ausgangsstroms betrieben werden. Abschnitt 6, Thermische Überlegungen, befasst sich detailliert mit der thermischen Analyse, die bei Verwendung von Leistungsmodulen Bestandteil jedes Entwicklungszyklus sein sollte. Sie hilft dem Anwender, sicherzustellen, dass das MagI<sup>3</sup>C-Modul die nötige Leistung bereitstellen kann, ohne Gefahr zu laufen, die Strombegrenzung oder thermische Abschaltung auszulösen.

#### 3.3. Die Strombegrenzung nicht überdimensionieren

Die Wahl des passenden Moduls auf Grundlage von Ausgangsstrom und Ausgangsspannung ist mit Blick auf die in Tabelle 1 angegebenen Möglichkeiten sehr einfach. Für eine Ausgangsspannung von 12 V bei maximal 1,2 A wäre das WPMDH1152401JT die beste Wahl. Für eine Ausgangsspannung von 3,3 V bei maximal 4 A wäre das WPMDM1500602JT passend. Systemdesigner könnten versucht sein, ihr Modul hinsichtlich des Ausgangsstroms zu überdimensionieren, um Verlustleistung und Temperaturanstieg zu reduzieren, doch zwei gute Gründe sprechen dagegen: Erstens wurden die Werte der internen Induktivität mit Bedacht so gewählt, dass auf Grundlage des maximalen Ausgangsstroms ein geeignetes Verhältnis von Spitze-Spitze-Ripplestrom zu Durchschnittsstrom gewährleistet ist. Zweitens kommen in den Modulen für höheren Ausgangsstrom größere MOSFETs zum Einsatz. Bei einem geringen Ausgangsstrom würden ihre höhere Gate-Ladung und längeren Schaltzeiten jegliche Effizienzvorteile aus dem geringeren R<sub>DS(on)</sub> zunichtemachen. Die Ausgewogenheit der Verluste ist in den Kurven für den Stromwirkungsgrad versus Ausgangsstrom erkennbar, die im Datenblatt jedes MagI<sup>3</sup>C-Leistungsmoduls abgebildet sind. Er erreicht im mittleren Drittel jeder Kurve ein Maximum. Daher ist es immer am besten, das Modul zu wählen, dessen maximaler Ausgangsstrom knapp über dem höchsten, für die gegebene Anwendung benötigten Ausgangsstrom liegt.

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit Mag<sup>3</sup>C-Powermodulen

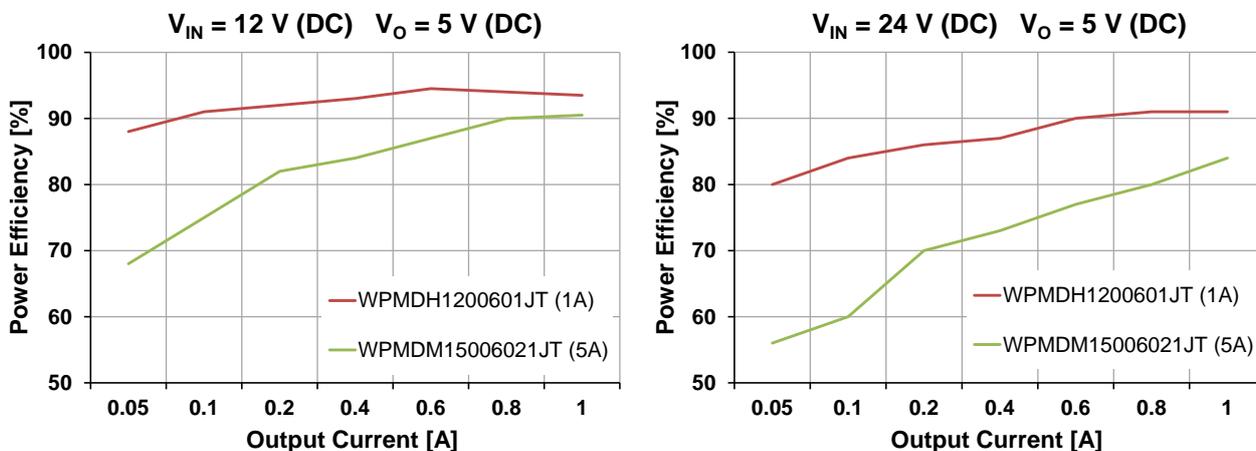


Abbildung 5: Effizienzkurven zeigen, dass größer dimensionierte Mag<sup>3</sup>C-Leistungsmodul bei niedrigem Ausgangsstrom den Wirkungsgrad nicht verbessern

### 4. Überlegungen zur Auslegung

Die beispielhaften Berechnungen in diesem Abschnitt basieren auf der Schaltung, wie im Datenblatt von WPMDH1302401JT (3 A, 42 V, TO263) der VDRM-Familie vorgeschlagen und unten in Abbildung 6 gezeigt. Abbildung 6 zeigt alle Elemente, die für das Funktionieren des Moduls und die Einhaltung der Vorschriften bezüglich elektromagnetischen Störstrahlungen gemäß EN55022 Klasse B erforderlich sind.

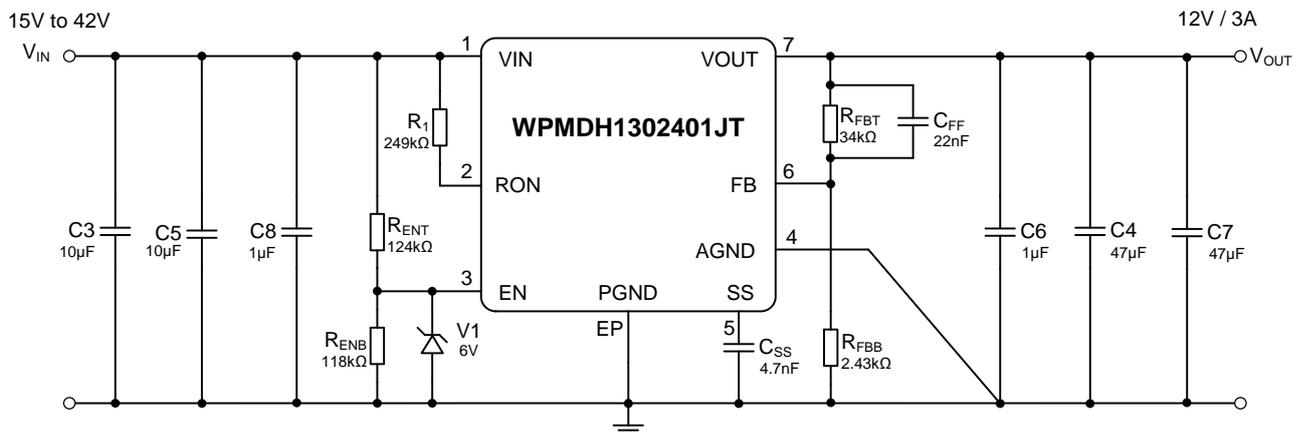


Abbildung 6: Schaltschema für WPMDH1302401JT

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

Bez. im Schema	Beschreibung	Gehäusegröße	Bauteil
WPMDH1302401JT	MagI <sup>3</sup> C-Leistungsmodul	TO263-7EP	MagI <sup>3</sup> C-Leistungsmodul
V1	6,0 V, 1 mA	SOD-323	Zenerdiode
C6, C8	1 $\mu$ F, 50 V, X7R, $\pm$ 10%	1206	Kondensator
3, C5	10 $\mu$ F, 50 V, X5R, $\pm$ 20%	1210	Kondensator
C4, C7	47 $\mu$ F, 16 V, $\pm$ 20%	1210	Kondensator
C <sub>FF</sub>	0,022 $\mu$ F, X7R, 50 V,	0603	Kondensator
C <sub>SS</sub>	4700 pF, X7R, 25 V	0603	Kondensator
R <sub>ENB</sub>	11,8 k $\Omega$ , $\pm$ 1%	0603	Widerstand
R <sub>ENT</sub>	124 k $\Omega$ , $\pm$ 1%	0603	Widerstand
R <sub>FBT</sub>	34 k $\Omega$ , $\pm$ 1%	0603	Widerstand
R <sub>FBB</sub>	2,43 k $\Omega$ , $\pm$ 1%	0603	Widerstand
R <sub>ON</sub>	249 k $\Omega$ , $\pm$ 1%	0603	Widerstand

Tabelle: Beispielschaltung und Stückliste gemäß WPMDH1302401JT-Datenblatt

### 4.1. Schaltfrequenz

Die Betriebsfrequenz eines Schaltwandlers ist eine wichtige Festlegung, die am Beginn der Planung stehen sollte. Bei Wandlern mit externer Induktivität muss ein Kompromiss zwischen Stromwirkungsgrad und Gehäusegröße sowie Kosten gefunden werden. Höhere Frequenz bedeutet geringere Größe und Kosten, aber auch niedrigerer Wirkungsgrad. Für eine niedrigere Frequenz gilt das Umgekehrte. Bei Modulen mit integrierter Induktivität sind die Entscheidungen über Induktanz und Induktorgröße bereits gefallen, sodass ein anderer Kompromiss ansteht. Die Induktanz steht fest. Darum verbessert eine niedrigere Frequenz weiterhin den Stromwirkungsgrad, erhöht aber auch den Spitze-Spitze-Ripplestrom in der Induktivität. Ein höherer Ripplestrom in der Induktivität bedeutet höhere Rippleströme in den Ein- und Ausgangskondensatoren. Die Folge ist eine höhere Spitze-Spitze-Spannungswelligkeit am Ein- und Ausgang der Stromversorgung und höhere Effektivströme in den Ein- und Ausgangskondensatoren. Die Schaltfrequenz kann daher nicht beliebig niedrig oder hoch gewählt werden, sondern bleibt ein Kompromiss. Die MagI<sup>3</sup>C-Module der VDRM-Familie stecken in ihren Datenblättern in der Tabelle der elektrischen Eigenschaften einen Bereich für die vom Anwender programmierbaren Frequenzen ab, weil sich mit der Ausgangsspannung die Verlustleistung erheblich ändert. Höhere Ausgangsspannung bedeutet höhere Ausgangsleistung und damit höhere Verlustleistung im Modul. Je höher die zu erwartende Verlustleistung im Modul ist, desto niedriger sollte die Schaltfrequenz sein.

### 4.2. L-C-Eingangsfiler mit Dämpfung

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

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

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

### 4.2.1. Schätzung der Rauschamplitude

Die folgende Gleichung kann zur Schätzung der Amplitude der ersten Harmonischen des differentiellen leitungsgebundenen Rauschens auf Grundlage der Eingangswellenform verwendet werden:

$$A_{1st} = 20 \cdot \log \left( \frac{I_{CIN-AVG}}{\pi^2 \cdot C_{IN} \cdot f_{SW}} \frac{\sin(\pi \cdot D_{max})}{1 \mu V} \right) \quad (1)$$

Abbildung 7 zeigt den Eingangsstrom von der Quelle und auch den Ripplestrom durch die Eingangskondensatoren bei maximaler Last und minimaler Eingangsspannung, also dem Worst-Case in Sachen elektromagnetische Störungen.

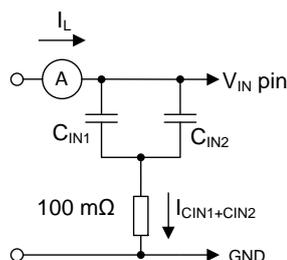
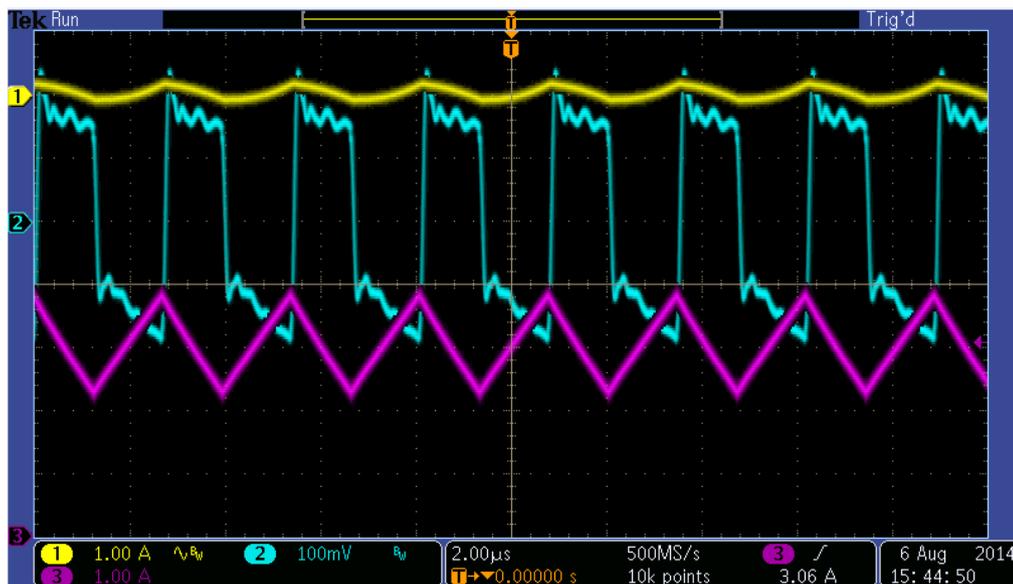


Abbildung 7: Eingangsstrom  $I_{IN}$  (gelb, AC-gekoppelt), Strom durch  $C_{IN1}$  und  $C_{IN2}$  (blau, AC-gekoppelt), Ausgangsinduktorstrom  $I_L$  (rosa). Strom durch  $C_{IN1}$  und  $C_{IN2}$ , abgenommen über einen mit beiden Kondensatoren in Serie geschalteten 100 m $\Omega$ -Nebenwiderstand. Die Oszillation in der blauen  $I_{CIN1+CIN2}$ -Kurve geht auf die zusätzliche Induktanz des Nebenschlusswiderstandes zurück.

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

Der durchschnittliche Eingangsstrom ist gleich der durchschnittlichen Sockelhöhe des Eingangsstroms mit trapezförmiger Wellenform. Dies ist in Abbildung 7 dargestellt und kann wie folgt berechnet werden:

$$I_{\text{CIN-AVG}} = \frac{I_{\text{IN-MAX}}}{D_{\text{MAX}}} \quad (2)$$

$$I_{\text{IN-MAX}} = \frac{V_{\text{OUT}} \cdot I_{\text{O-MAX}}}{V_{\text{IN-MAX}} \cdot \eta} \quad (3)$$

$$D_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN-MIN}}} \quad (4)$$

Der Wirkungsgrad bei  $V_{\text{IN}} = 15 \text{ V}$  und  $V_{\text{OUT}} = 12 \text{ V}$ ,  $3 \text{ A}$  kann den Standardkennlinien des WPMDH1302401JT-Datenblatts entnommen werden und liegt bei 92,5%. Hieraus lässt sich der maximale Eingangsstrom berechnen. Er beträgt 2,6 A. Das tatsächliche Tastverhältnis beträgt  $(12 \text{ V} / 15 \text{ V}) = 80\%$ , der durchschnittliche Kondensatorstrom beträgt 3,25 A.

Ehe die Rauschspannung der ersten Harmonischen geschätzt werden kann, muss eine wichtige Eigenschaft von MLC-Kondensatoren berücksichtigt werden: ihr Kapazitätsverlust aufgrund DC-Bias. Bei Würth Elektronik eiSos sind auf Anfrage Diagramme erhältlich, die diesen Verlust in Bezug auf die anliegende Spannung zeigen. In diesem Fall mit einer Spannung von 15 VDC fällt C8 auf  $0,7 \mu\text{F}$  ab, C3 und C5 jeweils auf  $8,0 \mu\text{F}$ . Die Eingangsgesamtkapazität beträgt dann  $16,7 \mu\text{F}$ . Nun kann Gleichung 1 ausgewertet werden:

$$A_{1\text{st}} = 20 \cdot \log \left( \frac{\frac{3.25\text{A}}{\pi^2 \cdot 16.7\mu\text{F} \cdot 400\text{kHz}} \sin(\pi \cdot 0.8)}{1\mu\text{V}} \right) = 89 \text{ dB}\mu\text{V}$$

Der Grenzwert für das durchschnittliche Gleichtaktrauschen ist in vielen Normen für leitungsgebundene elektromagnetische Störungen, wie z. B. EN55022, im Bereich von 400 kHz mit  $46 \text{ dB}\mu\text{V}$  angegeben. Somit ist die benötigte Dämpfung gleich dem Rauschen  $A_{1\text{ST}}$  minus dieses Grenzwerts. In diesem Beispiel beträgt die notwendige Dämpfung demnach  $A_{\text{TT}} = 89 - 46 = 43 \text{ dB}\mu\text{V}$ .

### 4.2.2. Auswahl von $L_{\text{F}}$ und $C_{\text{F}}$

Die Induktanz oder Kapazität des Eingangsfilters muss arbiträr gewählt werden. Im Allgemeinen stehen für Induktivitäten weniger Optionen zur Wahl als für Kapazitäten, also wird zuerst eine Induktivität ausgewählt. Induktivitätswerte zwischen  $1 \mu\text{H}$  und  $10 \mu\text{H}$  stellen einen guten Kompromiss zwischen Größe, Kosten und der resultierenden Resonanzfrequenz des L-C-Eingangsfilters dar. Der Nennstrom  $I_{\text{R}}$  der Induktivität (auch als effektive Strombelastbarkeit bezeichnet) muss größer als der maximale Eingangsstrom  $I_{\text{IN-MAX}}$  sein, damit die Temperatur der Induktivität innerhalb ihres empfohlenen Betriebsbereichs bleibt.

Für dieses Beispiel mit einem maximalen Eingangsstrom von  $2,6 \text{ A}$  eignet sich die Würth Elektronik eiSos WE-SPC 4838 Serie 744 089 430 33 eine  $3,3 \mu\text{H}$ -Drossel in Kompaktbauform ( $4,8 \times 4,8 \times 3,8 \text{ mm}$ ) mit einem Gleichstromwiderstand von  $31 \text{ m}\Omega$  und Strombelastbarkeiten von  $I_{\text{RMS}} = 2,6 \text{ A}$  und  $I_{\text{SAT}} = 3,6 \text{ A}$  gut. Mit der gewählten Induktivität gibt es zwei Gleichungen für die Auswahl der erforderlichen Kapazität.

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

Die erste basiert auf der Resonanzfrequenz des Filters, die auf maximal einem Zehntel der Schaltfrequenz gehalten werden sollte:

$$C_{F-MIN1} = \frac{C_{IN}}{C_{IN} \cdot L_F \left( \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{SW}}{10} \right)^2 - 1} \quad (5)$$

$$C_{F-MIN1} = \frac{16.7 \mu F}{16.7 \mu F \cdot 3.3 \mu H \left( \frac{2 \cdot \pi \cdot 400 \text{ kHz}}{10} \right)^2 - 1} = 6.7 \mu F$$

Das Ergebnis von Gleichung 5 kann negativ sein. Dies würde darauf hinweisen, dass es mit der gewählten Induktivität nicht möglich ist, eine Filterresonanzfrequenz zu erzielen, die zehnmal niedriger als die Schaltfrequenz ist. Der Induktivitätswert kann bei Bedarf erhöht werden, der Preis dafür ist jedoch ein niedrigerer Wirkungsgrad bzw. eine größere Induktivität aufgrund des höheren Gleichstromwiderstands und höherer Kernverluste, die mit einer höheren Induktivität einhergehen. Die Festlegung der Resonanzfrequenz auf ein Zehntel oder weniger als die Schaltfrequenz ist nur ein Leitwert, keine unabänderliche Vorgabe.

Die zweite Gleichung ist eine solche definitive Vorgabe. Sie sagt die benötigte Mindestkapazität voraus, um sicherzustellen, dass die Spannungswelligkeit am Eingang zum Wandler unter dem durch die angestrebte Rauschdämpfung definierten Grenzwert  $A_{TT}$  liegt:

$$C_{F-MIN2} = \frac{1}{L_F} \left( \frac{10^{\frac{A_{TT}}{40}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{SW}} \right)^2 = \frac{1}{3.3 \mu H} \left( \frac{10^{\frac{43}{40}}}{2 \cdot \pi \cdot 400 \text{ kHz}} \right)^2 = 7.0 \mu F \quad (6)$$

Der gewählte Kondensator sollte größer als der höhere der beiden Werte  $C_{F-MIN1}$  und  $C_{F-MIN2}$  sein. MLC-Kondensatoren sind hier die beste Wahl. Um die Stückliste einfach zu halten, könnte ein mit C3 und C5 identischer Kondensator (10  $\mu F$ , 1210, 50V, X5R, niedriger Reihenersatzwiderstand) verwendet werden, der bei 15 VDC eine Kapazität von 8  $\mu F$  bereitstellt, die für die Filterung des Eingangs mehr als ausreicht.

### 4.2.3. Filterdämpfung

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

Selbst wenn es keine Eingangsinduktivität gibt, besitzen die Eingangsleitungen eine parasitäre Induktivität. Verwenden Wandler dann reine MLC-Eingangskondensatoren mit ihrem sehr geringen Reihenersatzwiderstand, besteht ein hohes Potenzial für Oszillationen. Im vorliegenden Beispiel gibt es eine diskrete Induktivität, deren Induktanz und Gleichstromwiderstand bekannt sind. Mit diesen Größen ist die Auswahl eines Dämpfungskondensators  $C_D$  möglich, der parallel zu  $C_{IN}$  geschaltet wird, siehe Abbildung 8.

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit Mag<sup>3</sup>C-Powermodulen

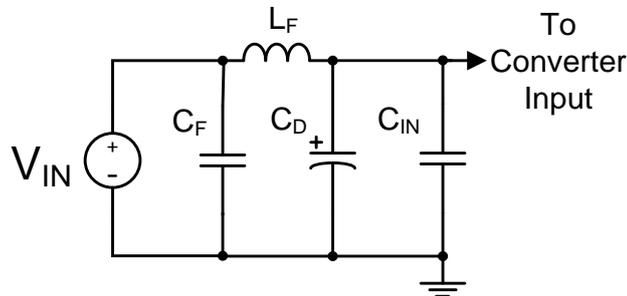


Abbildung 8: L-C-Filter mit Dämpfungskondensator

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

$$C_D \geq C_{IN} \cdot 4 = 16.7 \mu\text{F} \cdot 4 = 67 \mu\text{F} \quad (7)$$

Der Faktor 4 in Gleichung 7 ist ebenfalls ein Richtwert. Aus Größen- und Kostensicht eignet sich ein 68  $\mu\text{F}$ -Kondensator gut.

$$\text{ESR}_{\text{MIN}} \geq \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{L_F}{C_{IN}}} - \text{DCR} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{3.3 \mu\text{H}}{16.7 \mu\text{F}}} - 0.031 \Omega = 0.19 \Omega \quad (8)$$

Ein negativer Wert für den Mindest-Reihenersatzwiderstand würde darauf hinweisen, dass der Gleichstromwiderstand der Induktivität bereits genügend Dämpfungswiderstand bereitstellt. In der Regel wählt man für  $C_D$  einen Aluminium-Elektrolyt-Kondensator. Bei Würth Elektronik eiSos sind SMD-Aluminiumkondensatoren mit einer Nennspannung von 50 V und 68  $\mu\text{F}$  in mehreren Größen erhältlich. Für die Dämpfung ist der normalerweise als ungünstige Eigenschaft betrachtete hohe äquivalente Serienwiderstand tatsächlich hilfreich. Der Würth [865 060 653 009](#) ist ein SMD-Aluminium-Elektrolyt-Kondensator mit einer Nennspannung von 50 V, der 68  $\mu\text{F}$  bei einer Impedanz von 0,34  $\Omega$  in einem kompakten Gehäuse mit 8 mm Grundflächenradius und 10,5 mm Höhe bietet. Dieser Kondensator eignet sich hervorragend als Dämpfungselement.

## 5. Leiterplattenentwurf

### 5.1. Identifikation der kritischen Stromschleifen

Leistungsmodule mit integrierten MOSFETs und Leistungsinduktivitäten besitzen gegenüber diskreten Lösungen in Bezug auf elektromagnetische Störungen einen definitiven Vorteil, denn sie reduzieren die Fläche von Schleifen, durch die ein starker geschalteter Strom fließt, auf wenige Quadratmillimeter. Weniger Schleifenfläche bedeutet niedrigere Induktanz und die induzierten elektromagnetischen Störungen bzw. die elektromagnetischen Störungen ergeben sich aus:

$$V_{\text{EMI}} = L_{\text{Parasitic}} \cdot \frac{di}{dt} \quad (9)$$

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit Mag<sup>3</sup>C-Powermodulen

Um die bestmögliche EMC-Performance zu erreichen, ist die Reduzierung der Schleifenfläche/Induktanz entscheidend. Die Analyse eines Schaltreglers ist möglich, indem man den Stromfluss als Schleifen während der beiden Teile des Schaltzyklus grafisch darstellt. Der Abwärtswandler ist in Abbildung 9 mit dem Strom während der Einschaltzeit des Steuer-MOSFET (orange) und während der Einschaltzeit des synchronen MOSFET (blau) dargestellt.

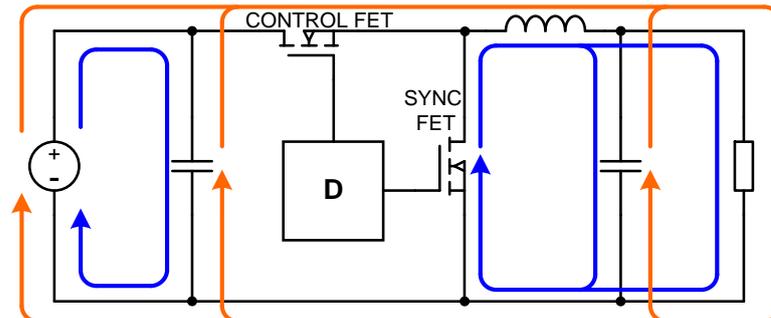


Abbildung 9: Stromschleifen des synchronen Abwärtswandlers. Steuer-MOSFET orange, synchroner MOSFET blau

Sobald die Stromschleifen gezeichnet sind, besteht die weitere Vorgehensweise darin, die Abschnitte mit hohen geschalteten Strömen zu identifizieren. Dies sind:

1. Einfarbige Abschnitte, wie beispielsweise die Abschnitte durch jeden MOSFET oder von der Quelle des synchronen MOSFET zurück zum negativen Anschluss des Eingangskondensators.
2. Abschnitte, in denen hohe Stromflüsse in einer Richtung während des ersten Teils des Schaltzyklus auftreten und dann im zweiten Teil des Zyklus ihre Richtung wechseln.

Häufig ist es hilfreich, die Schaltung nochmals zu zeichnen und diese kritischen Abschnitte mit hohem  $di/dt$ -Wert deutlich zu markieren:

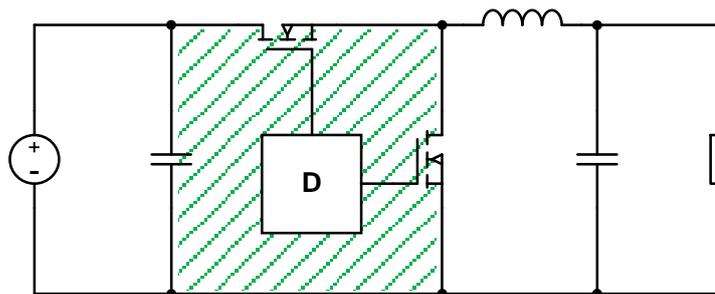


Abbildung 10: Synchroner Abwärtswandler mit grün gezeichnetem kritischem Bereich

Der grüne Bereich in Abbildung 10 muss beim Layout der Leiterplatte Priorität haben. Abbildung 10 zeigt auch eine Technik zur optimalen Verwendung der Eingangskondensatoren. Sie besteht darin, die Quelle des synchronen MOSFET direkt zum negativen Anschluss des Eingangskondensators zu leiten, und zwar vor der Verbindung mit Systemmasse. Auf diese Weise kann der Eingangskondensator mit dem niedrigsten Wert mögliches hochfrequentes Rauschen ausfiltern, das durch das Schalten der MOSFETs entsteht. Abbildung 1 zeigt das Ergebnis aus der Anwendung der beiden Entwurfstechniken bei Verwendung eines Mag<sup>3</sup>C-Leistungsmoduls. Man sieht einen 0,47  $\mu\text{F}$  Mehrschicht-Keramik Kondensator (MLC) in einer so engen Schleife wie möglich beim Steuer-MOSFET und dem synchronen MOSFET platziert. Bleibt nur noch, die externen Eingangskondensatoren so nahe wie möglich an den  $V_{IN}$ - und PGND-Pins / offenliegendem Pad zu platzieren.

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

Der Platzierung der Ausgangskondensatoren muss ebenfalls noch etwas Aufmerksamkeit gewidmet werden. Die einfache Pinbelegung der MagI<sup>3</sup>C-Serie erleichtert wesentlich die Minimierung des weniger kritischen Schleifenbereichs zwischen den Ausgangskondensatoren und den  $V_{OUT}$ - und PGND-Pins / offenliegendem Pad.

### 5.2. Platzierung der Komponenten

Bei Standard-Schaltreglern ist der Schalterknoten (an dem die beiden Leistungsschalter und eine Seite der Induktivität/des Transformators zusammentreffen) der kritischste Teil. Dies liegt an den schnell geschalteten Strömen mit parasitärer Induktanz und an der kapazitiven Kopplung beim Schalten hoher Spannungen. Bei einem MagI<sup>3</sup>C-Modul jedoch liegt dieser Knoten im Innern der Vorrichtung und der Aufbau der beiden Leistungs-MOSFETs sowie der Induktivität ist vollständig optimiert. Bleiben nur die Eingangs- und Ausgangskondensatoren übrig. Bei Abwärtswandlern treten auf der Eingangsseite hohe geschaltete Ströme auf. Darum sollten zuerst die Eingangskondensatoren eingefügt werden. Je kleiner der Kondensator und dessen Kapazitätswert, je höher ist die von dem Kondensator gefilterte Frequenz. Darum sollten die kleinsten Kondensatoren mit den niedrigsten Werten in die engste Schleife platziert werden. Dies ist die Schleife mit der niedrigsten parasitären Induktanz. So wird hochfrequentes Rauschen am besten ausgefiltert. In Abbildung 11 ist dies Schleife A. Sie umfasst den 1  $\mu$ F-Kondensator C6. Größere Kondensatoren mit höheren Werten wie C3 und C5 folgen als nächstes in Schleife B. Großkondensatoren z. B. aus Aluminium können weiter entfernt platziert werden, denn ihre Aufgabe besteht in der Dämpfung von Oszillationen und der Filterung von Welligkeit auf der Schaltfrequenz. Ein L-C-Eingangsfiler, wie in Abschnitt 4.2 besprochen und in Abbildung 6 gezeigt, wird zwischen C3 und den Eingangsanschlüssen entlang der Unterseite der Testplatinen für das MagI<sup>3</sup>C-Leistungsmodul gesetzt.

In Abbildung 11 erkennt man grüne und rote Pfeile. Sie zeigen die allgemeine Trennung zwischen der Leistungsseite, wo Schaltströme und schnelle Transienten eine Menge EMI erzeugen, und der analogen oder Steuerseite an, auf der sich sensible Knoten mit hoher Impedanz wie die FB- und EN-Pins befinden. Wenn irgend möglich, sollten die Leistungsflüsse auf einer Seite der Platine zusammengefasst werden und die sensiblen Teile der Schaltung auf der anderen Seite.



# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit Magl<sup>3</sup>C-Powermodulen

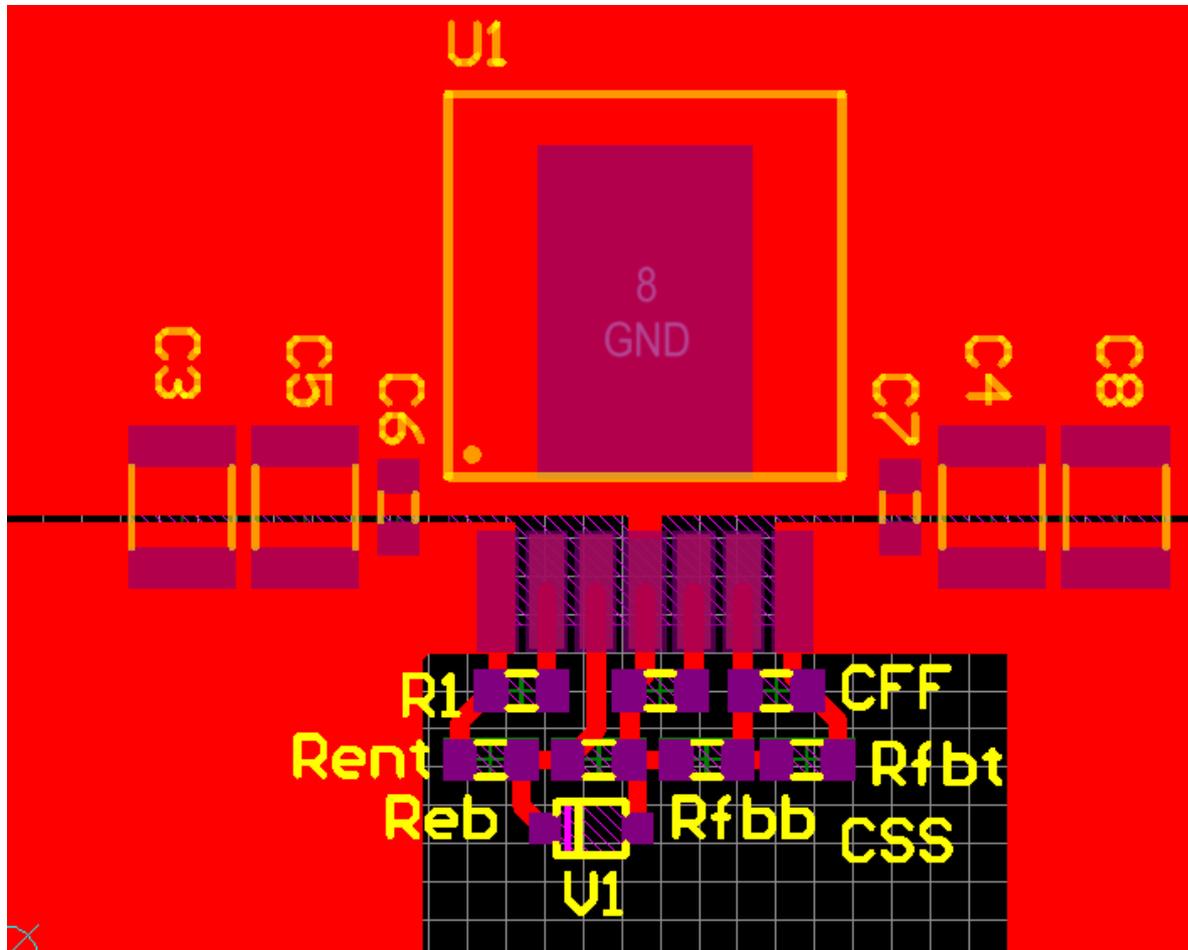


Abbildung 12: Versorgungslagen und Anschlüsse

### 5.3. Vorteilhaft parasitäre Kapazität maximieren

Der Begriff „parasitär“ ist eindeutig negativ besetzt, aber Leiterplattenentwickler können parasitäre Effekte auch zu ihrem Vorteil nutzen, beispielsweise die Kapazität zwischen  $V_{IN}$  Netz zu GND oder  $V_{OUT}$  Netz zu GND. Hierzu platzieren sie die Ränder von Kupferflächen mit diesen Netzen auf dem gleichen Layer eng beieinander und fügen auf den anderen Leiterplattenlagen durchgehende Flächen hinzu. Abbildung 12 zeigt eine einfache, zweilagige Leiterplatte. Mit Ausnahme der Leiterbahn zum Feedback-Pin (FB) ist die gesamte untere Lage GND vorbehalten und die Kapazität zwischen dieser Lage und den Bereichen der oberen Lage, die mit  $V_{IN}$  und  $V_{OUT}$  verbunden ist, steuert weitere 100 – 1000 pF bei, die sehr hilfreich beim Ausfiltern hochfrequenten Rauschens sind. Das Auffüllen der nicht genutzten Leiterplattenregionen mit Kupfer, das mit Netzen niedriger Impedanz wie  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$  und GND verbunden ist, verbessert sowohl die EMC- als auch die thermischen Eigenschaften (siehe folgender Abschnitt) und erhöht nicht die Kosten der Leiterplatte.

DC-DC-Regler wie die Magl<sup>3</sup>C-Module werden normalerweise an isolierten sekundären Stromkreisen betrieben und sollten den funktionalen Isolationsrichtlinien für Mindestabstände unterschiedlicher Netze folgen. Die Interpretation funktionaler Abstandsrichtlinien in Sicherheitsnormen wie IEC60950 kann schwierig sein. UL796 bietet hier einen mehr praxistauglichen Ansatz, der auf den Mindestabständen zur Vermeidung von Lichtbogenbildung basiert. Dieses Dokument empfiehlt 1 mm Abstand pro 1600 V (Spitze oder DC). Bei der oberen Lage in den Abbildungen 10 und 11 beträgt die maximale Spannungsdifferenz 42 VDC zwischen  $V_{IN}$  und GND, was einem Mindestabstand von 0,026 mm entspricht.

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit Mag<sup>3</sup>C-Powermodulen

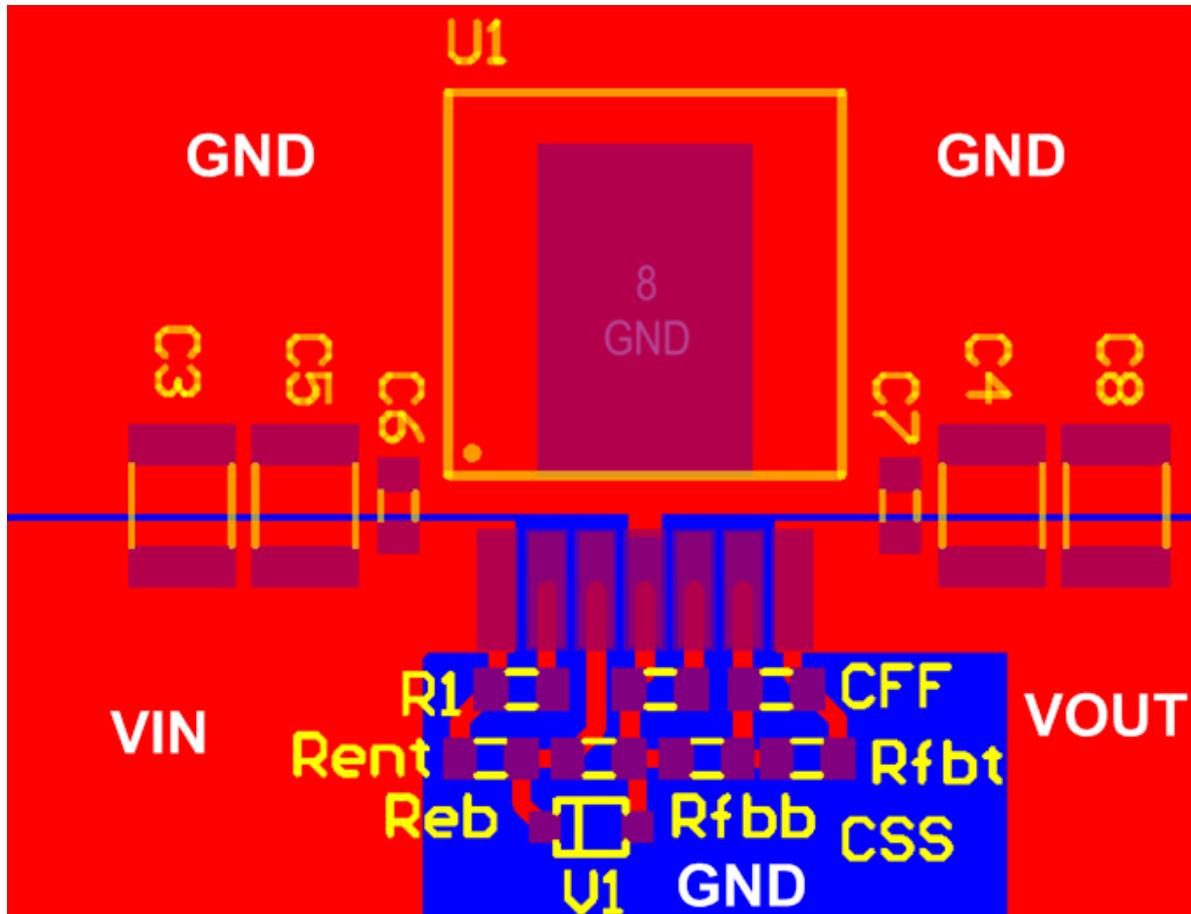


Abbildung 13: Das Fluten der unteren Lage (blau) steuert hilfreiche parasitäre Kapazität von VIN zu GND und von VOUT zu GND bei

Die Auslegung der Leiterplatte für bestmögliche Herstellbarkeit ist ebenso wichtig. Auch wenn die Grenzwerte von Hersteller zu Hersteller variieren können, stellen Kleinserien-Produzenten von Leiterplatten häufig eindeutige Leitlinien bereit. Je dicker die Kupferschicht, desto größer müssen die Abstände sein. Beispiel: Bei einer Kupferschichtstärke von 35  $\mu\text{m}$  ist ein Mindestabstand von 0,175 mm üblich. Ist die Kupferschicht 70  $\mu\text{m}$  dick, sind es 0,25 mm Abstand. Nach Berücksichtigung der elektrischen Abstandsanforderungen und der Herstellungsvorgaben wurde die Leiterplatte in den Abbildungen 10 und 11 mit 0,4 mm Distanz zwischen VIN und GND sowie VOUT und GND ausgelegt. Hieraus ergibt sich ein elektrisch sicheres Layout, das preiswert zu fertigen ist und dennoch eine gute kapazitive Kopplung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannungen sowie Systemmasse bietet.

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

### 6. Thermische Empfehlungen

Das TO263-7EP-Package (VDRM-Familie) ist eine oberflächlich montierbare Hochleistungskomponente. Bei vielen Anwendungen ist die Montage eines Kühlkörpers nicht praktikabel. So besteht die beste Methode zur Ableitung von Wärme aus den Modulen in der Nutzung der Leiterplatte selbst. Der Wärmeleitwiderstand von der Wärmequelle (hauptsächlich die Leistungs-MOSFETs) zur Umgebungsluft  $\Theta_{JA}$  kann mit folgenden Maßnahmen beim Leiterplattendesign gesenkt werden:

1. Dickere Kupferbeschichtung.
2. Vergrößerung der durchgehenden Kupferfläche, die mit dem thermischen Tab / dem Pad verbunden ist.
3. Hinzufügen thermischer Vias (Durchkontaktierungen), die das thermische Tab / Pad mit den durchgehenden Kupferflächen auf den inneren Lagen und der unteren Lage verbinden.
4. Dickere Kupferbeschichtung in den thermischen Vias. Ausfüllen der Vias mit Lot oder sogar mit Kupferstopfen.
5. Verstärkung des Luftstroms parallel zu den Kupferlagen, die mit dem thermischen Tab / Pad verbunden sind.

Das thermische Tab des TO-263 und das offenliegende Pad des TO-263-7EP-Package sind elektrisch mit PGND verbunden. So lassen sie sich leicht an große Kupferflächen anschließen, ohne die elektrische oder EMC-Performance der Module zu beeinträchtigen. Die Abbildungen 12 und 13 zeigen die Vergrößerung der Kupferflächen auf der oberen und unteren Lage. Abbildung 14 zeigt die empfohlene Anordnung der thermischen Vias zur Verbindung des Leistungs-Tabs / Pads mit den inneren Leiterplattenlagen und der unteren Lage: ein Raster von 36 Vias, angeordnet in einer 6 x 6-Matrix, mit einem Innendurchmesser von 0,254 mm und einem Außendurchmesser von 0,508 mm. Der gesamte Bereich unterhalb des thermischen Tabs / Pads sollte immer mit thermischen Vias versehen werden. Weitere Vias außerhalb dieses Bereiches bringen nur einen mit der Entfernung schnell schwindenden Nutzen.

# ANWENDUNGSHINWEIS

## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

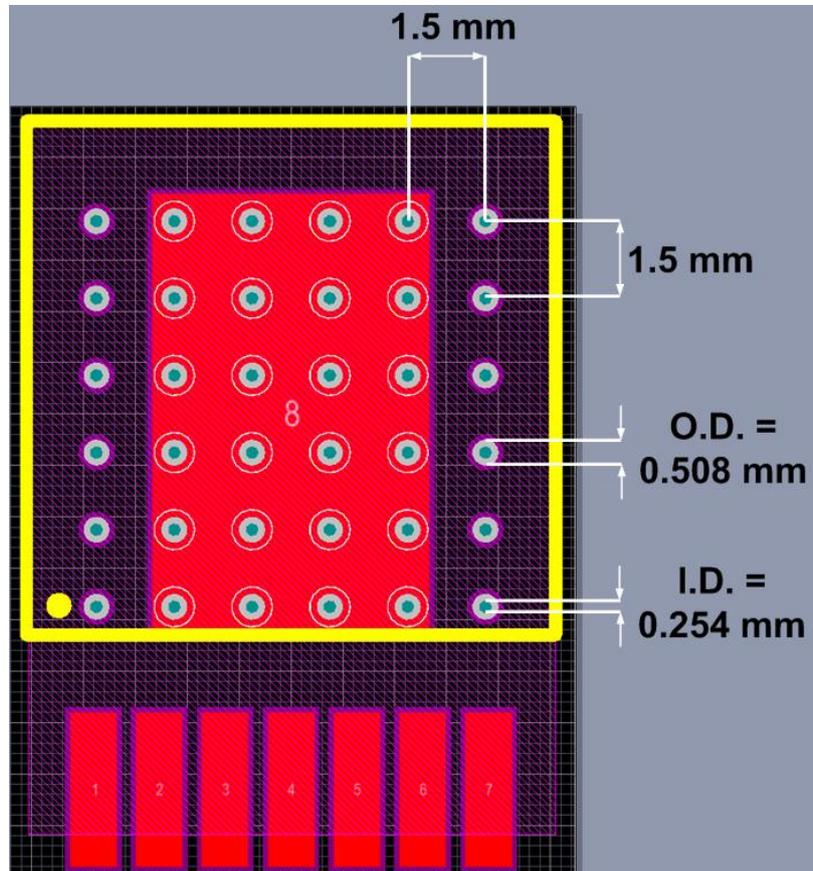


Abbildung 14: Empfohlene Größe und Verteilung von thermischen Vias am Beispiel von TO263-7EP

### 6.1. Herstellbarkeit

Ehe man diese thermischen Vias in die Planung aufnimmt, sollte der Leiterplattenhersteller gefragt werden, wie dies in der Fertigung realisierbar ist. Beispielsweise kann es erheblich zur Kostensenkung beitragen, die Lochgröße auf 0,3 mm zu erhöhen oder den Außendurchmesser geringfügig auf 0,6 mm. Gleichzeitig haben diese Änderungen nur geringe Auswirkungen auf den Wärmetransport. Eine Erhöhung der Kupferbeschichtungsstärke der Vias oder ihre Füllung mit Lot bzw. Kupferstopfen kann die Kosten pro Leiterplatte auf ein nicht vertretbares Maß in die Höhe treiben. Gute Leiterplattenhersteller können dabei behilflich sein, den bestmöglichen Kompromiss zwischen Kosten und thermischer Performance zu finden.

### 6.2. Beispiel für die thermische Auslegung

Dieses Beispiel betrachtet die thermischen Anforderungen der Schaltung und Stückliste aus Abbildung 6 unter den folgenden Bedingungen:

$$V_{IN} = 24 \text{ VDC}, V_{OUT} = 12 \text{ VDC}, I_{OUT-MAX} = 3 \text{ A}, f_{SW} = 400 \text{ kHz}, T_A = 50 \text{ °C}$$

Im ersten Schritt wird die Verlustgesamtleistung bestimmt. Sie lässt sich an den Kurven im WPMDH1302401JT-Datenblatt ablesen und beträgt 2,9 W. In diesem Beispiel wird die maximal zulässige Sperrschichttemperatur (die Innentemperatur des Moduls  $T_{J-MAX}$ ) auf 100 °C festgelegt. Der maximal zulässige Wärmeleitwiderstand zwischen Sperrschicht und Umgebung  $\Theta_{JA-MAX}$  kann wie folgt bestimmt werden:

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

$$\theta_{JA-MAX} = \frac{T_{J-MAX} - T_A}{P_D} = \frac{100^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{2.9\text{W}} = 17.2 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (10)$$

Das Ergebnis zeigt, dass es sich hier um ein anspruchsvolles thermisches Design handelt, denn die Tabelle der elektrischen Eigenschaften im Datenblatt nennt einen Wert für  $\Theta_{JA}$  von  $16 \text{ }^\circ\text{C/W}$  bei Verwendung einer vierlagigen Leiterplatte mit den Maßen  $76,2 \times 76,2 \text{ mm}$ . Zu Schätzung der Leiterplattenfläche kann der Wärmeleitwiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse  $\Theta_{JC}$  dem Datenblatt entnommen werden. Er beträgt  $1,9 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . Dieser niedrige Wert zeigt, dass bei der Entwicklung des TO263-7EP-Package bereits eine hohe Verlustleistung berücksichtigt wurde. Die Mindestfläche der Leiterplatte in Quadratmillimetern errechnet sich demnach aus:

$$A_{PCB-MIN} = \frac{500 \frac{^\circ\text{C} \cdot \text{cm}^2}{\text{W}}}{\theta_{JA-MAX} - \theta_{JC}} = \frac{500 \frac{^\circ\text{C} \cdot \text{cm}^2}{\text{W}}}{17.2 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} - 1.9 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}} = 33 \text{ cm}^2 \quad (11)$$

Hinweis: Der Faktor 500 ist eine Vereinfachung und ein Näherungswert aus einigen komplexeren Faktoren

Eine Fläche von  $33 \text{ cm}^2$  entspricht einer quadratischen Leiterplatte mit den Maßen  $5,7 \times 5,7 \text{ cm}$  mit vier Lagen aus mindestens  $35 \text{ }\mu\text{m}$  Kupfer und mit dem in Abbildung 14 gezeigten Muster aus thermischen Vias. Die Ergebnisse stimmen in gewissem Umfang mit den im Datenblatt aufgeführten Werten für  $\Theta_{JA}$ ,  $\Theta_{JC}$  und Leiterplattenfläche überein, jedoch ist klar, dass die thermischen Berechnungen nicht exakt sind. Einmal mehr muss die Wichtigkeit der Labortests betont werden. Wie am Beginn dieses Abschnitts ausgeführt, sind eine dickere Kupferbeschichtung, die Füllung der thermischen Vias oder ein stärkerer Luftstrom hilfreich, wenn es darum geht, bei gleicher maximaler Sperrschichttemperatur eine kleinere Leiterplattenfläche zu ermöglichen oder bei gleicher Leiterplattenfläche die maximale Sperrschichttemperatur zu senken.

# ANWENDUNGSHINWEIS



## Auswahl und Entwurf mit MagI<sup>3</sup>C-Powermodulen

### WICHTIGER HINWEIS

Der Anwendungshinweis basiert auf unserem aktuellen Wissens- und Erfahrungsstand, dient als allgemeine Information und ist keine Zusicherung der Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG zur Eignung des Produktes für Kundenanwendungen. Der Anwendungshinweis kann ohne Bekanntgabe verändert werden. Dieses Dokument und Teile hiervon dürfen nicht ohne schriftliche Genehmigung vervielfältigt oder kopiert werden.

Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG und seine Partner- und Tochtergesellschaften (nachfolgend gemeinsam als „WE“ genannt) sind für eine anwendungsbezogene Unterstützung jeglicher Art nicht haftbar. Kunden sind berechtigt, die Unterstützung und Produktempfehlungen von WE für eigene Anwendungen und Entwürfe zu nutzen. Die Verantwortung für die Anwendbarkeit und die Verwendung von WE-Produkten in einem bestimmten Entwurf trägt in jedem Fall ausschließlich der Kunde. Aufgrund dieser Tatsache ist es Aufgabe des Kunden, erforderlichenfalls Untersuchungen anzustellen und zu entscheiden, ob das Gerät mit den in der Produktspezifikation beschriebenen spezifischen Produktmerkmalen für die jeweilige Kundenanwendung zulässig und geeignet ist oder nicht.

Die technischen Daten sind im aktuellen Datenblatt zum Produkt angegeben. Aus diesem Grund muss der Kunde die Datenblätter verwenden und wird ausdrücklich auf die Tatsache hingewiesen, dass er dafür Sorge zu tragen hat, die Datenblätter auf Aktualität zu prüfen. Die aktuellen Datenblätter können von [www.we-online.com](http://www.we-online.com) heruntergeladen werden. Der Kunde muss produktspezifische Anmerkungen und Warnhinweise strikt beachten. WE behält sich das Recht vor, an seinen Produkten und Dienstleistungen Korrekturen, Modifikationen, Erweiterungen, Verbesserungen und sonstige Änderungen vorzunehmen.

Lizenzen oder sonstige Rechte, gleich welcher Art, insbesondere an Patenten, Gebrauchsmustern, Marken, Urheber- oder sonstigen gewerblichen Schutzrechten werden hierdurch weder eingeräumt noch ergibt sich hieraus eine entsprechende Pflicht, derartige Rechte einzuräumen. Durch Veröffentlichung von Informationen zu Produkten oder Dienstleistungen Dritter gewährt WE weder eine Lizenz zur Verwendung solcher Produkte oder Dienstleistungen noch eine Garantie oder Billigung derselben.

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

### NÜTZLICHE LINKS

Application Notes:

<http://www.we-online.com/app-notes>

REDEXPERT Design Tool:

<http://www.we-online.com/redexpert>

Toolbox:

<http://www.we-online.com/toolbox>

Produkt Katalog:

<http://katalog.we-online.de/en/>

### KONTAKTINFORMATIONEN

Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG

Max-Eyth-Str. 1, 74638 Waldenburg, Germany

Tel.: +49 (0) 7942 / 945 – 0

Email: [appnotes@we-online.de](mailto:appnotes@we-online.de)

Web: <http://www.we-online.com>