

# Alle Wege führen nach Rom

## Effizientes Powermanagement betreiben

Energiesparen rückt immer stärker in das öffentliche Interesse. Die Schlagworte heißen hier Green Initiative oder Resource Smart, um nur zwei zu nennen. Gerade Ingenieure sind gefordert, diesen Energiespargedanken aufzugreifen und auch in die Tat umzusetzen. Aus Unternehmenssicht heißt das, die Energieeffizienz von Geräten und Anlagen zu steigern. Die Wege dahin sind oftmals vielschichtig und verzweigt, wie der nachfolgende Beitrag von Maxim aufzeigt.

*Autor: Torsten Gerboth*

**Einen wichtigen Ansatzpunkt** zum Energiesparen ist die Stromversorgung. DC/DC-Wandler oder Switch Mode Power Supply (SMPS) erlauben Wirkungsgrade von über 95 Prozent. Doch ein genauere Blick ins Datenblatt relativiert diese Angaben schnell, da dieser nur Wert unter bestimmten Voraussetzungen gilt. Wie also eine effektive Stromversorgung entwickeln und in die Tat umsetzen? Welche Trends gibt es im Powermanagement? Die Antworten auf diese Fragen finden Sie hier.

### Grundlagen DC/DC-Wandler erläutern

Der klassische Konkurrent des Schaltreglers ist der lineare Spannungsregler. Dessen Wirkungsgrad wird jedoch mit zunehmender Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung immer schlechter. Als vereinfachte Formel gilt  $\eta \approx U_{\text{out}}/U_{\text{in}}$ ; nicht benötigte Leistung wird dabei in Wärme umgewandelt. Bei großen Leistungen kommt man deshalb auch nicht um den Einsatz von sperrigen Kühlkörpern herum und teilweise muß sogar mit Lüftern nachgeholfen werden. Bei Schaltreglern stellt sich die Sache hingegen anders dar. Sie bestehen im Prinzip aus zwei Schalt-Elementen (Mosfet, Diode), einer Spule und einem Kondensator, siehe Schema in Abbildung 1. Die Speicherdrossel hat zwei Aufgaben. Einmal begrenzt sie den Strom beim Schalten des Mosfets, zudem speichert

sie in ihrem Magnetfeld Energie, während dieser Mosfet-Schalter geschlossen ist. Diese Energie wird bei geöffnetem Mosfet wieder an das System abgegeben, da der Stromkreis in diesem Zyklus über die Diode geschlossen wird. Dadurch könnte theoretisch ein Wirkungsgrad von 100 Prozent erreicht werden, was in der Praxis natürlich nicht der Fall ist. Man kann aber durchaus Wirkungsgrade von mehr als 95 Prozent erreichen, was diesem Ideal schon sehr nahe kommt. Mit zunehmendem Verhältnis von  $V_{\text{out}}$  zu  $V_{\text{in}}$  vergrößern sich allerdings auch im Schaltregler die Verluste, wenn auch in weit geringerem Ausmaß als beim Linearregler.

Neben dem hohen Wirkungsgrad gibt es weitere Vorteile von Schaltreglern. Man kann mit entsprechender Beschaltung negative Spannungen erzeugen (Inverter) oder Ausgangsspannungen, die größer sind als die Eingangsspannung (Boost-Converter). Außerdem gibt es noch eine Mischform, den Buck/Boost-Converter, bei der  $U_{\text{in}}$  sowohl größer als auch kleiner als  $U_{\text{out}}$  sein kann, was bei batteriebetriebenen Geräten häufig der Fall ist. Doch wie so oft im Leben gibt es auch eine Schattenseite, in diesem Fall ist es die elektromagnetische Interferenz (EMI), die den relativ hohen Schaltfrequenzen und Stromspitzen geschuldet ist.

Ein DC/DC-Wandler ist ein Schaltkreis, bei dem man viele Dinge falsch machen kann. Spätestens wenn Probleme auftreten, sollte



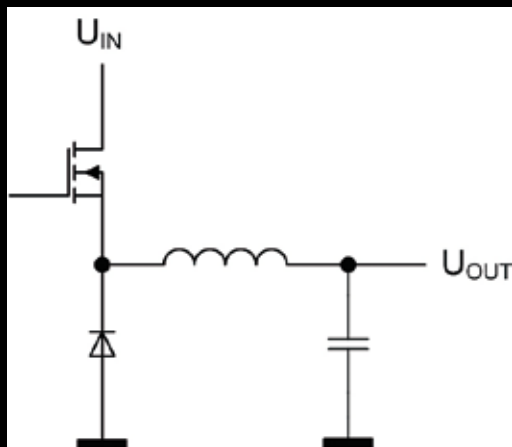


Abbildung 1:  
Schema eines  
Abwärtswand-  
lers.

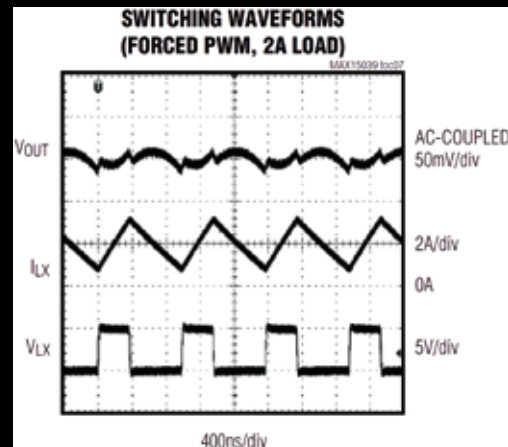


Abbildung 2:  
Typische  
Signalformen  
eines DC/  
DC-Wandlers.

man verstehen können, was Ursachen und Wirkung sind. Daher ist es äußerst ratsam, die Theorie nicht zu vernachlässigen. Es soll an dieser Stelle eine Wissensgrundlage gelegt bzw. vorhandenes Wissen aufgefrischt werden. Da man im industriellen Bereich vorwiegend mit Step-Down-Reglern (Buck-Converter) zu tun hat, wird hier nur diese Variante des Schaltreglers betrachtet. Zu den nachfolgenden Formeln sei gesagt, dass diese zum Teil stark vereinfacht und daher nur unter bestimmten Voraussetzungen gültig sind:

- Es fließt ein kontinuierlicher Strom (Continuous Current Mode - CCM).
- Der Strom ist immer größer als 0 Ampere, also positiv.
- Der Eigenstrombedarf des Reglers wird vernachlässigt. Da moderne Schaltregler einen IQ im Mikroampere-Bereich haben, verursacht dies bei Teil- oder Volllast auch keine großen Verfälschungen.

### Synchrongleichrichter oder Diode einsetzen?

Um den Wirkungsgrad eines Schaltreglers weiter zu steigern, ersetzt man die Diode häufig durch einen zweiten Mosfet. Diese Beschaltung ähnelt dann einer Halbbrücken-Schaltung und man spricht vom Synchron-Gleichrichter (Synchronous Rectifier). Diese Erhöhung des Wirkungsgrades fällt bei kleinen Ausgangsspan-

nungen immer stärker ins Gewicht. Die Begründung dafür ist, dass der anteilige Verlust der (Schottky)-Diode, durch deren Vorwärtsspannung von zirka 0,3 Volt ausgedrückt wird. Bei Abnahme der Ausgangsspannung steigen diese Verluste im Verhältnis immer weiter an. Ersetzt man die Diode hingegen durch einen Mosfet mit niedrigem RDS(on), kann man somit den Wirkungsgrad um einige Prozent erhöhen. Bei einer Wandlung von 5 auf 3,3 Volt bewirkt dies etwa eine Erhöhung von 3 bis 4 Prozentpunkten, bei kleineren Ausgangsspannungen entsprechend mehr.

Eine zusätzliche Verbesserung kann erreicht werden, wenn man parallel zum Low-Side-Mosfet dennoch eine schnelle Schottkydiode einbaut. Diese leitet während der kurzen Totzeit, in der beide Mosfets gesperrt sind. Diese Totzeit verhindert, dass beide Mosfets gleichzeitig leiten und somit einen Kurzschluss verursachen (break before make). Zwecks der besseren Unterscheidung soll in diesem Artikel aber weiterhin von einer Diode gesprochen werden.

### Entscheidung zwischen internen und externen Mosfets treffen

Bei kleinen Lastströmen im Milliamperebereich bis hin zu ein paar Ampere sind die Mosfets oftmals bereits im Chip integriert und man spricht von DC/DC-„Reglern“. Es gibt allerding →



Bild: Fotolia

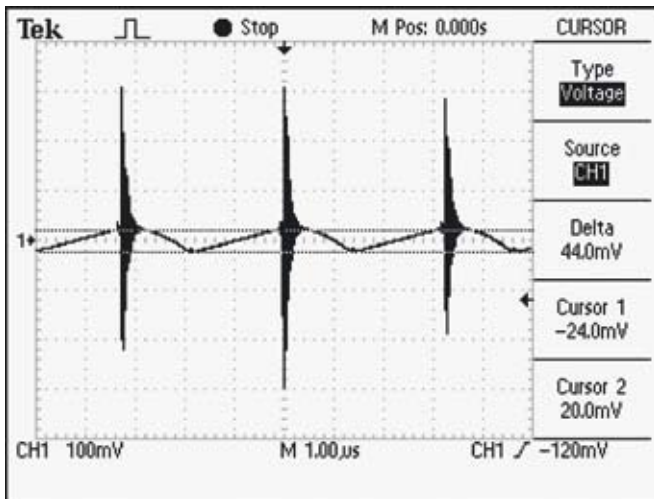


Abbildung 3: Der Niederfrequente Anteil des Rauschens ist der endlichen Kapazität am Eingang geschuldet.

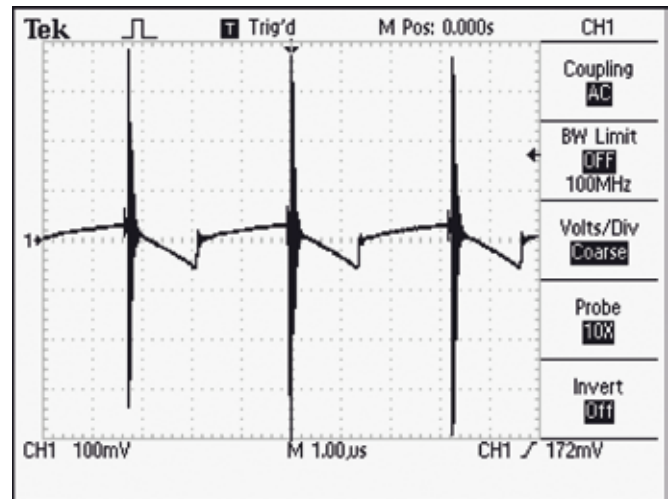


Abbildung 4: Eingangsruschen durch ESR der Eingangskapazität.

mer mehr Bausteine, die bereits Mosfets mit sehr niedrigen RDS(on) (etwa 10 Milliohm) integriert haben und Ströme von etwa 25 Ampere schalten können. Der Vorteil von integrierten Mosfets ist, dass die Regelung vom IC-Hersteller besser auf deren Eigenschaften abgestimmt werden kann, weil die Parameter dieser Bauteile, sowie das Layout bekannt sind. Dadurch ist neben einer hohen Zuverlässigkeit gleichzeitig auch der Platzbedarf optimiert, was bei hohen Schaltfrequenzen ein weiterer Vorteil ist, da kleinere Bauform auch niedrigere parasitären Eigenschaften bedeuten, doch dazu später etwas mehr.

Auf dem Weg zu sehr großen Lastströmen macht es hingegen manchmal Sinn, die Mosfets aus dem Chip auszulagern. In diesem Fall spricht man von DC/DC-„Controllern“. Dies hat natürlich andere Vorteile, wofür man wiederum den höheren Platzbedarf durch die weiteren externen Komponenten in Kauf nimmt. Man verlagert dadurch eine Hitzequelle aus dem Chip, so kann die Regelung genauer werden, da unter anderem die interne Spannungsreferenz nicht solch starken Temperaturschwankungen ausgesetzt wird. Außerdem kann man die externen Leistungs-Fets leicht an die benötigte Leistung des Systems anpassen, ohne gleich das komplette Schaltdesign ändern zu müssen. Aus heutiger Sicht wird die Frage nach integrierten oder externen Mosfets eher zu einer philosophischen Entscheidung, da die Nachteile der Integration immer mehr verschwinden. Moderne Schaltregler lassen zum Beispiel eine Parallelschaltung ihrer Ausgänge zu und man kann auf diesem Weg die Laströme vervielfachen, ohne auf externe Mosfets zuzugreifen. In diesem Fall spricht man von mehrphasigen Systemen. Bei niedrigen Laströmen lassen sich die nicht benötigte Phasen abschalten, um Energie zu sparen, man spricht hierbei vom Phase-Shedding.

### Wirkungsgrad und Rauschen betrachten

Für die Verluste eines Schaltreglers sind zum Einem die schaltenden Komponenten Mosfet und Diode verantwortlich. Zum Anderen fallen in den passiven Bauelementen ebenfalls Verluste an, also in Induktivität und Kondensatoren. Bei Low-Cost-Komponenten kann sich deren Anteil signifikant erhöhen und im schlimmsten Fall funktioniert die Schaltung gar nicht. Je höher die Schaltfrequenz ist, desto sorgsamer muss man die passiven Komponenten auswählen sowie auf das Leiterplattendesign achten.

In Mosfet und Diode setzen sich die Verluste aus den Schalt- und Leitungsverlusten zusammen. Das heißt beim Übergang vom

leitenden in den nichtleitenden Zustand und umgekehrt treten Verluste auf und im leitenden Zustand anders geartete Verluste, die nachfolgend beschrieben werden.

- Leitungsverluste
- Dynamische Schaltverluste

Die Leitungsverluste des Mosfets berechnen sich, gemäß  $P = I^2 R$ , aus Strom,  $R_{DS(on)}$  und dem Tastverhältnis. Genauer genommen aus dem integrierten Quadrat des Stromes,  $R_{DS(on)}$  und dem Verhältnis  $D = U_{out}/U_{in}$  welches dem Tastverhältnis entspricht:

$$P_{COND}(\text{Mosfet}) = \int (i^2) dt R_{DS(on)} D.$$

Die Leitungsverluste in der Diode treten beim Buck-Regler immer dann auf, wenn der Mosfet gesperrt und dementsprechend die Diode leitet. Die Verluste sind proportional zur Durchlassspannung ( $U_f$ ), zum Strom und der Leitungsdauer. Sie berechnet sich aus:

$$P_{COND}(\text{Diode}) = I_{out} U_f (1-D).$$

Bei Synchron-Gleichrichtern ändert sich dies entsprechend zu:

$$P_{COND}(\text{Sync-Rectifier}) = \int (i^2) dt R_{DS(on)} (1-D).$$

Hierbei ist der RDS(on) natürlich auf den Wert des Low-Side-Mosfets bezogen.

Beim Übergang vom leitenden zum nicht leitenden Zustand treten in Verluste auf. Im Fet fallen die Verluste an, da der Strom erst absinkt, wenn an Drain-Source bereits die volle Spannung abfällt ( $P_V = U I$ ).

Die Schaltverluste nehmen mit der Schaltfrequenz zu. Die Kapazität des Gates ( $Q_G$ ) ist hier ausschlaggebend, denn das Umschalten beansprucht eine recht konstante Zeitdauer die proportional zu  $Q_G$  ist. Je höher die Schaltfrequenz, desto kürzer wird die Periodendauer und desto größer ist der Anteil des Umschaltens an dieser Periodenzeit. Es wird deutlich, dass sich die Anteile der Schalt- an den Gesamtverlusten mit zunehmender Frequenz erhöhen. Die Schaltverluste für den Mosfet lassen sich mit folgender Formel abschätzen:

$$P_{SW}(\text{Mosfet}) = 1/2 U_{DS} I_D (t_{SW(on)} + t_{SW(off)}) f_{SW}$$

Wobei  $U_{DS}$  die Drain-Source Spannung bei gesperrtem Fet ist,  $I_D$  der Drain-Strom bei leitendem Fet und  $t_{SW}$  die Schaltzeitdauer für das Ein- oder Ausschalten.

### Mit passender Induktivität eine zuverlässige Schaltung erzielen

Die passiven Komponenten eines Schaltreglers haben großen Anteil an dessen Effektivität, als auch der Sauberkeit und Genauigkeit der Spannungsversorgung. Eine geeignete Induktivität ist für die zuverlässige Funktion der Schaltung unerlässlich. Für DC/DC-

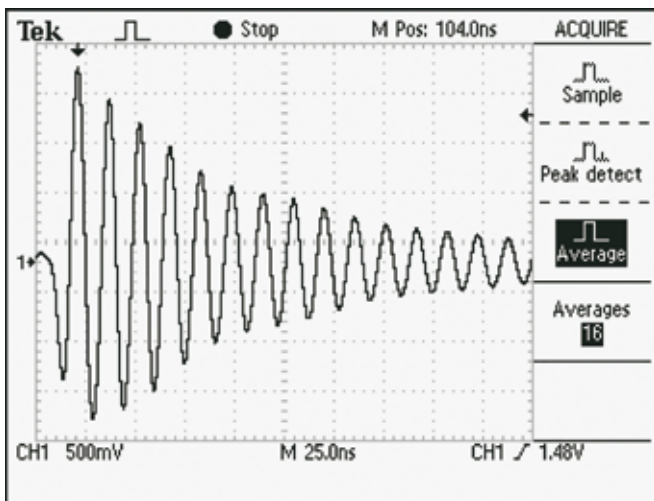


Abbildung 5: Durch ESL hervorgerufener HF-Anteil vergrößert.

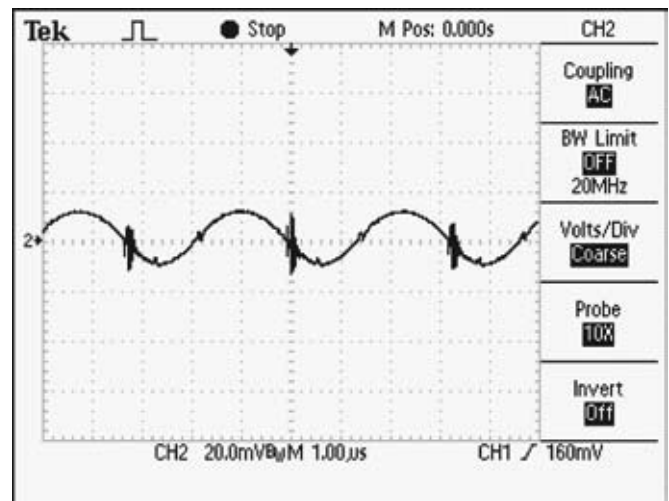


Abbildung 6: Der sinusförmige Anteil dieser Ausgangsspannung ist der endlichen Ausgangskapazität geschuldet. Hierbei wurden zwei Keramik Kondensatoren mit vernachlässigbarem ESR verwendet.

Wandler benötigt man Speicherdrosseln, deren Induktivitätswert beeinflusst das Regelverhalten stark. Um viel Energie speichern zu können haben diese Spulen einen Kern mit Luftspalt, der auch gleichzeitig den Sättigungsstrom erhöht. Es gibt Kernmaterialien, bei denen der Luftspalt direkt in einem Pulverkern-Material verteilt ist. Diese Typen verursachen aber bei Schaltfrequenzen von einigen 100 Kilohertz meist schon zu hohe AC-Verluste, um einen effizienten Schaltregler aufzubauen. Daher kommen in der Regel Ferritkern-Spulen für DC/DC-Wandler zum Einsatz, die häufig auch in magnetisch geschirmter Form erhältlich sind.

Während kleine Induktivitätswerte das Sprungverhalten (Transient Response) bei Lastwechseln verbessern, erhöhen größere Werte den Wirkungsgrad. Daher gibt es keine ideale Spule für einen DC/DC-Converter, sondern es ist von den Anforderungen der jeweiligen Applikation abhängig. Die Sprungantwort eines DC/DC-Reglers ist von der Größe der Induktivität aber auch dem Aufbau des IC und seines Kompensationsnetzwerks abhängig. Die Aufgabe der Kompensation ist es, den Regelkreis innerhalb der Stabilitätskriterien zu halten. Sie kompensiert im Feedback des Fehlerverstärkers das Frequenzverhalten des Ausgangsfilters, der maßgeblich durch L und Cout dargestellt wird. Es gibt DC/DC-Wandler mit integrierter Kompensationsschaltung, welche das Schaltungsdesign vereinfachen. Der Nachteil der internen Kompensation ist, dass diese meist stark überkompensiert sind und somit die Grenzfrequenz der Regelung sehr niedrig liegt. Dies geschieht, um einen stabilen Betrieb in einem breiten Ausgangsfilter-Bereich zu gewährleisten. Das bedeutet aber, dass der Regler nur sehr schlecht auf schnelle Laständerungen reagieren kann und damit ungenau wird.

Deshalb bietet man i.d.R. bei DC/DC-Wandlern mit hohen Genauigkeits- und Leistungsanforderungen, die Möglichkeit der externen Kompensation an. Das wirkt auf den unerfahrenen Anwender oft abschreckend, da noch einige zusätzliche Kondensatoren und Widerstände für das Kompensationsnetzwerk benötigt werden und das Schaltbild verkomplizieren. Man findet Typ I, Typ II oder Typ III Kompensation vor, was einem Filter n-ter Ordnung entspricht, also der Anzahl der kapazitiven Glieder im Netzwerk. Weitere Informationen liefert die Fachliteratur.

### Die richtige Spule auswählenn

Gibt das Datenblatt keinen festen Induktivitätswert vor, so geht man nach folgender Regel bei der Auswahl vor:

$$L \geq U_{out} (1-D) / (LIR f_{sw} I_{out} (max))$$

Wobei LIR (Inductor Current Ratio) eine Konstante ist, die das Verhältnis zwischen dem Peak-Peak Spulenstrom (AC) und dem Laststrom (DC) ausdrückt:

$$LIR = \Delta I_L / I_{out}$$

In der Regel wählt man diesen Wert zwischen 0,2 und 0,5. Ein größerer LIR-Wert bedeutet also eine kleinere Induktivität. Sie bewirkt eine schnellere Sprungantwort auf Laständerungen, verursacht aber auch höhere Ripple-Ströme. Diese höheren Stromspitzen verhalten sich gemäß  $uL = L (di/dt)$ . Dieser Ripple-Strom lässt sich in Annäherung wie folgt berechnen. Man ersetzt dt durch  $ton = \Delta T$  des leitenden Mosfets. Dieses  $\Delta T$  berechnet sich wiederum aus dem Tastverhältnis und der Periodendauer der Schaltfrequenz, also

$$\Delta T = D / f_{sw}$$

Die Spannung  $uL = \Delta U$  berechnet man einfach aus  $U_{in} - U_{out}$ . Nach Auswahl der Induktivität und Umstellung der Formel nach  $di = \Delta I$ , kann man die auftretenden Stromänderungen recht gut abschätzen:

$$\Delta I = D (U_{in} - U_{out}) / (f_{sw} L)$$

Für einen Ein-Megahertz-Schaltregler mit  $U_{in} = 5$  Volt und  $U_{out} = 1,8$  Volt ergibt sich folgende Tabelle für unterschiedliche Induktivitätswerte:

L (µH)	ΔI (A)
0,47	2,45
1,0	1,15
2,2	0,52
4,7	0,25
10	0,12

Der Laststrom  $I_{out}$  (DC) liegt mittig von  $di/dt$  (siehe auch Abbildung 2), damit beträgt der Spitzenstrom  $I_{out} + \Delta I/2$ . Man kann mit Hilfe dieser Tabelle gut erkennen, wie eine niedrigere Induktivität den Spitzenstrom, bei gleich bleibender Last, erhöht. Für die Auswahl der Spule ist dieser Spitzenstrom eine wichtige Größe. Wählt man eine Spule mit zu niedrigem „Current Rating“, so gelangt sie in die

Sättigung und kann dem Stromfluss nicht mehr dämpfend entgegenwirken. Der eigentlich sägezahnförmige Spulenstrom steigt dabei in der Spitze stark und nicht-linear an. Durch diese Stromspitzen können im Extremfall auch andere Bauteile zerstört werden und es geht viel Energie in der Spule durch Wärme verloren.

### Verluste durch Gleichstromwiderstand (DCR) berechnen

Der DCR einer Spule resultiert aus dem Widerstand des Kupfers, ist also hauptsächlich von Querschnitt und Länge abhängig. Die anteiligen (Kupfer-) Verluste berechnen sich demnach einfach aus  $P_{DCR} = I_{out}^2 DCR$ . Ist der Serienwiderstand zu groß, wirkt er dämpf-

fend auf die Stromänderung  $di/dt$ . Dadurch wird der Wirkungsgrad ebenfalls verringert. Misst man den Spulenstrom bei zu hohem Serienwiderstand, so ähnelt dessen Oszillogramm in der Form eher einer Hai-fischflosse als einem Sägezahn- bzw. Dreieck. Der Serienwiderstand setzt sich jedoch nicht nur aus dem DCR der Spule, sondern auch dem RDS(on) des Mosfets, der Impedanz der Spannungsquelle und der Impedanz der Leiterbahnen zusammen.

**Kapazitäten erörtern**

Ein realer Kondensator verursacht durch seine parasitären Eigenschaften Verluste, die den Wirkungsgrad des Schaltreglers verringern und zudem eine Quelle für Rauschen darstellen. Beim Schaltregler haben sowohl die

Kondensatoren am Ausgang als auch am Eingang Anteil am Rauschen. Da bei jedem Schaltvorgang Ladung in, bzw. aus dem Kondensator fließt, verursacht der äquivalente Serienwiderstand (Equivalent Series Resistance, ESR) des Kondensators einen Spannungsabfall, der als Ripplespannung zu sehen ist. Dieser ESR war bei Schaltreglern lange Zeit der dominierende Faktor. Doch mit der stetigen Zunahme der Schaltfrequenzen, bis über 1 Megahertz hinaus, wird auch die äquivalente Serieninduktivität (Equivalent Series Inductance, ESL) eine wichtige Größe. Das durch ESL induzierte Rauschen hat eine Amplitude, die sich nach folgender Formel berechnet  $u_{ESL} = ESL (di/dt)$ . Durch ihre hohen ESR- und ESL-Werte, sind klassische Elektrolytkondensatoren daher nicht sehr gut für diese hohen Schalfrequenzen geeignet. Am besten eignen sich Multilayer-Keramikkondensatoren, die sowohl einen niedrigen ESR als auch kleine ESL Werte. Benötigt man jedoch größere Kapazitätswerte, empfiehlt es sich, nach modernen (Elektrolyt-)Kondensator-Typen Ausschau zu halten, die stark verbesserte Werte für ESR und auch ESL haben, als der klassische Aluminium- oder Tantalelko. Dabei sind zu betrachten:

- Eingangskapazität
- Ausgangskapazität

Der Eingangsstrom arbeitet gegen die endliche Kapazität des Eingangskondensators und ist für die niederfrequenten Rauschanteile verantwortlich. Aus der Formel  $U = 1/C \int i dt$  lässt sich jener Rauschanteil berechnen, der der endlichen Kapazität geschuldet ist. Diese Ripplespannung ist in Abbildung 3 dargestellt und kann mit folgender Formel abgeschätzt werden:

$$U_{C_{in}-pp} = U_{OUT} I_{out} (U_{in} - U_{out}) / (f_{SW} C_{in} U_{in}^2)$$

Ist es mit einem Keramik-Kondensator nicht möglich auf einen ausreichenden Kapazitätswert zu kommen, so bietet sich an, einen Keramikkondensator parallel zur großen Kapazität schalten.

Auch der ESR der Eingangskapazität hat seinen Anteil am Eingangsrauschen, wie in Abbildung 4 zu sehen:

$$UESR_{in-pp} = RESR_{in} (I_{out} + D (U_{in} - U_{out})) / (2 f_{SW} L)$$

Die Step-Down Topologie unterliegt naturgemäß großen Stromsprüngen am Eingang. Durch den harten Schaltvorgang des Mosfets, werden rechteckförmige Ströme erzeugt. Diese Ströme können hohe Amplituden erreichen und haben naturgemäß auch steile Flanken. Diese Flanken erzeugen wiederum im ESL des Eingangskondensator hochfrequente Störungen, die in Abbildung 5

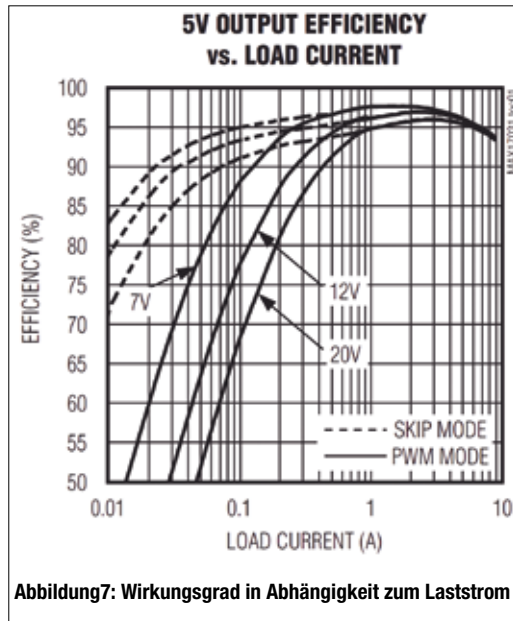


Abbildung7: Wirkungsgrad in Abhängigkeit zum Laststrom

aufgezeigt sind. Die Amplitude lässt sich gemäß  $U = ESL (di/dt)$  berechnen. Zum Beispiel bewirkt ein ein Ampere Strompuls mit 20 Nanosekunden Anstiegszeit in einem Tantalelko mit typ. vier Nanohenry ESL einen Spike von vier Nanohenry (1Ampere / 20 Nanosekunden) = 200 Millivolt, was beispielsweise bei einer DSP-Versorgungsspannung von 1,8 Volt mehr als 10 Prozent und damit viel zu groß wäre.

Die ESL-Werte von Kondensatoren sind nicht leicht herauszufinden. Für gute Tantalelkos kann man mit einem ESL von vier Nanohenry rechnen, wie im vorangestellten Beispiel. Keramik-kondensatoren haben in der Regel niedrigere ESL-Werte, sie liegen etwa im Bereich von einem Nanohenry und zum Teil weit darunter. Je größer die

Geometrie des Kondensators ist, im Sinne der Weglänge, den der AC-Strom durch das Bauteil nehmen muss, desto größer ist auch die äquivalente Serieninduktivität. Demnach hat ein Kondensator im 0805-Gehäuse einen höheren ESL als der gleiche Typ in einem 0603-Gehäuse. Doch auch hier blieb die Entwicklung nicht stehen und durch neue Materialien oder auch andere Gehäusekonzepte werden die Eigenschaften bezüglich der Anforderungen moderner, digital geprägter Schaltkreise weiter verbessert. So lassen sich die Anschlüsse an die lange Seite des Bauteils verlegen, dass heißt es wird aus einem 0805-Bauteil dann ein 0508 mit reduzierter ESL. Ebenso könnten Kondensator-Arrays in Erwägung gezogen werden, wenn man mit herkömmlichen Bauarten an die Grenzen stößt. Durch all diese Änderungen, lassen sich heute Keramikkondensatoren mit einem extrem niedrigen ESL von etwa 100 Picohenry herstellen. Durch eine Leiterbahnen von nur wenigen Millimetern Länge wird man sich allerdings schon wieder ein Vielfaches dieser Induktivität einfangen.

Die Topologie des Step-Down-Reglers bewirkt durch die vorge-schaltete Spule relativ gutartige Ausgangsströme in Form eines Säge-zahns oder Dreiecks. Das Rauschen der Ausgangsspannung besteht daher hauptsächlich aus zwei Komponenten. Das sind, wie zuvor bei der Eingangskapazität, der Anteil, der durch die endliche Größe der Kapazität hervorgerufen wird (siehe Abbildung 6) und der Anteil durch ESR. Die Berechnung dieser Spannung erfolgt analog aus  $U = 1/C \int i dt$ , daraus folgt nach Umstellung:

$$U_{C_{out}-pp} = D (U_{in} - U_{out}) / (8 f_{SW} 2 L C_{out})$$

Theoretisch bedeutet dies, um den Ripple zu verringern, muss man nur die Kapazität vergrößern, da die Ein- und Ausgangsspannung, sowie die Induktivität i.d.R. schon festgelegt sind. In der Praxis ist dieser Wert, wegen der Vernachlässigung anderer Parameter nur als Richtwert zu betrachten, man benötigt deshalb etwa die zwei- bis dreifache Kapazität um zum gewünschten Ergebnis zu kommen.

Die zweite Komponente des Rauschens wird durch den ESR der Ausgangskapazität hervorgerufen. Diese Spannung berechnet sich aus  $U = di RESR$  und nach Umstellung erhält man daraus:

$$UESR_{out-pp} = RESR_{out} D (U_{in} - U_{out}) / (f_{SW} L)$$

In der Regel hat man als Vorgabe die maximale Ripplespannung für  $U_{out}$ , die man in die oben genannte Formel einsetzt und die Formel nach ESR auflöst. Dieser Wert ist das Maximum für die gesamte Schaltung und nur theoretischer Natur. Dividiert man die-

sen Betrag durch zwei oder drei, so ergibt sich eine realistischere Größe für den Ausgangskondensator. Der Grund dafür ist, dass unter anderem das Platinenlayout auch seinen Anteil am ESR trägt und darin mit berücksichtigt werden muss.

Ein Vergrößern der Ausgangskapazität bewirkt also nur bis zu einem gewissen Punkt auch eine Verkleinerung des Ripples. Eine kleinere Kapazität mit niedrigerem ESR kann hier zu einem besseren Ergebnis führen. Leiterbahnen sind bei der Betrachtung des ESR mit zu berücksichtigen, daher sollte man auch stets auf sehr kurze Leitungslängen bedacht sein und mit möglichst breiten Leiterbahnen bzw. Flächen arbeiten.

Doch nicht nur ein niedriger ESR ist wichtig für die Qualität des Ausgangssignals. Bei großen Lastsprüngen am Ausgang, wie sie durch leistungsstarke Mikroprozessoren hervorgerufen werden, wird auch die parasitäre Induktivität des Ausgangskondensators eine wichtige Rolle spielen. Die Mechanismen wurden bereits beim Eingangskondensator erklärt.

### Das Platinen-Layout in die Überlegungen einbeziehen

Um die leitungsgebundenen Störaussendungen so klein wie möglich zu halten, müssen die Stromkreise geometrisch möglichst klein sein. Die Eigeninduktivität der Leitungen ist proportional zur Leitungslänge und dem Abstand der rückführenden Leitung, hingegen umgekehrt proportional zur Breite der Leitung und zur Dicke der Kupferschicht. Als grober Richtwert kann man etwa vier Nanohenry pro Zentimeter Leitungslänge rechnen, wenn man von einer 0,8 Millimeter breiten Kupferleiterbahn und 0,8 Millimeter Abstand zur darunter liegenden Rückführung (z.B. Massefläche) in FR-4 Leiterplattenmaterial ausgeht.

Die keramischen Bypass-Kondensatoren sollten immer so nahe wie möglich am IC sitzen, um bestmögliche Effekte zu erzielen. Das Erdungskonzept sollte bei hohen Leistungen auch entsprechend gewählt werden, um beispielsweise Ground-Shifting in sensiblen Bereichen zu vermeiden.

### Die Regelung schematisieren

All diese zuvor aufgeführten Betrachtungen sind von der Schaltfrequenz abhängig. Daher findet man überwiegend Schaltregler mit Pulsweitenmodulation (PWM), weil diese eben bei einer festen Frequenz arbeiten und keine Störfrequenzen unter der Betriebsfrequenz aufweisen. Es gibt außerdem noch Regler, die mit Pulsfrequenz-Modulation (PFM) arbeiten, doch durch die stete Änderung der Schaltfrequenz wird die Berechnung des Schaltkreises wesentlich schwieriger und das Frequenzspektrum kann bis in den Hörbereich reichen. Deshalb kommen Regler mit reinem PFM-Regelungsschema auch sehr selten vor.

Da der Wirkungsgrad eines PWM-Reglers jedoch bei sehr niedrigen Lastströmen stark abfällt, geht man bei niedrigen Leistungen in den Pulse-Skipping-Betrieb über. Pulse-Skipping ist wiederum nichts anderes als eine Pulsfrequenz-Modulation, denn hierbei wird, wenn bereits die niedrigste Pulsbreite erreicht ist, je nach Bedarf ein Schaltimpuls ausgelassen. Dadurch bekommt die Kurve des Wirkungsgrads, die eigentlich nach beiden Seiten steil abfallen

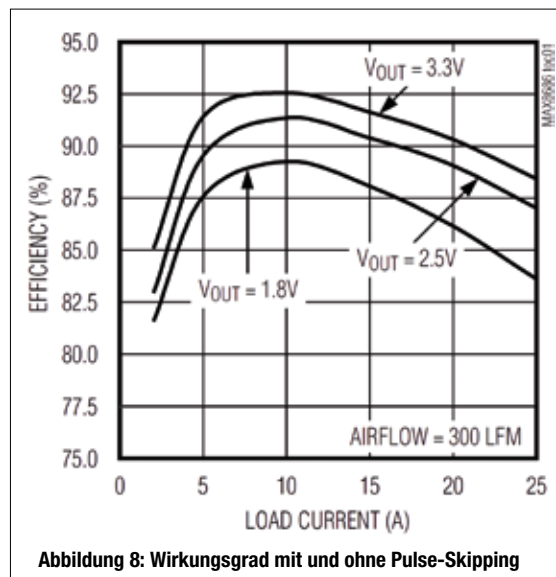


Abbildung 8: Wirkungsgrad mit und ohne Pulse-Skipping

würde, bei niedrigen Lastströmen eine „Schulter“ wie in Abbildung 7 zu erkennen ist.

### Stromversorgungskonzept aufstellen

Noch vor der eigentlichen Auswahl des Schaltreglers sollte man sich über das Gesamtkonzept der Stromversorgung seine Gedanken machen. Nachdem die Grundparameter wie Ein- und Ausgangsspannungen, Höhe des Strombedarfs usw. bekannt sind, stellt sich die Frage nach einem sinnvollen Gesamtkonzept. Wird zum Beispiel eine Zwischenspannung benötigt oder eine galvanische Isolation?

In der Industrie ist in der Regel eine Eingangsspannung 24 oder 48 Volt üblich. Danach sind eine oder mehrere Zwischenspannungen gebräuchlich, die bei Bedarf auch galvanisch vom Eingang entkoppelt werden. In der Praxis haben sich Zwischenspannungen von 12, 5 und 3,3 Volt etabliert, die in industriellen Anwendungen vom Eingang isoliert werden.

Ein Vorteil der Zwischenspannung ist, dass man durch die niedrigeren Eingangsspannungen eine größere Auswahl an geeigneten Schaltreglern hat. Dadurch erhöht sich zudem die Möglichkeit, einen Baustein geeigneten mit integrierten Fets zu finden. Die Bausteine mit niedrigeren Spannungen werden auch in anderen Prozessen gefertigt, die kleinere Halbleiterstrukturen benötigen. Das führt nicht nur zu Platzeinsparungen sondern auch zu höherer Effektivität. Aufgrund kleinerer Strukturen besitzen zum Beispiel die Fets niedrigerer Gatekapazitäten und man kann diese schneller umschalten. Auch die Gate-Treiber können im IC dadurch bezüglich ihrer Leistung kleiner dimensioniert werden. Die Vorteile geometrisch kleinerer Strukturen, bzw. Stromkreise wurden im theoretischen Teil bereits diskutiert.

### Den Wirkungsgrad erhöhen

Die Einführung einer Zwischenspannung kann auch die gesamte Effektivität eines Systems erhöhen. Ein Blick ins Datenblatt verrät, dass mit größerer Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung, der Wirkungsgrad abnimmt, siehe Abbildung 8. Daher ist unter Umständen alleine durch die sinnvolle Wahl der Zwischenspannung, ein Effizienzgewinn von einigen Prozentpunkten zu erzielen. Sind in einem System mit 24 Volt am Eingang beispielsweise mehrere Verbraucher, die mit Spannungen von 3,3 Volt und kleiner betrieben werden, ist eine Zwischenspannung aus Effizienzgründen ebenfalls sinnvoll. Der Hintergrund ist, dass das Tastverhältnis der PWM-Regelung bekanntlich  $U_{out}/U_{in}$  entspricht. Bei einer Ausgangsspannung von 1,8 und 24 Volt am Eingang beträgt dieses Verhältnis 0,075. Arbeitet der eingesetzte Schaltregler nun mit einer Schaltfrequenz von einem Megahertz ist die Periodendauer eine Mikrosekunde und die Pulsdauer beträgt nach Multiplikation mit dem Tastverhältnis dementsprechend nur 75 Nanosekunden. Bei solch kurzen Pulsbreiten bricht der Wirkungsgrad allerdings schon stark ein, da die Schaltzeiten bereits einen sehr großen Anteil an dieser Pulsdauer einnehmen. Als Daumenregel für den Praktiker sei gesagt, dass man versuchen sollte, diese Pulsdauer nicht kürzer als zirka 100 Nanosekunden werden zu lassen. Das bedeutet im Umkehrschluss, dass man entweder einen Schalt-

regler mit niedrigerer Frequenz wählen muss, in diesem Fall  $\leq 750$  Kilohertz, oder man eine geeignete Zwischenspannung einführt um das Tastverhältnis zu vergrößern.

Ist man auf die Maximierung des Wirkungsgrades erpicht, so reicht es allerdings nicht aus, nur auf die Einführung einer geeigneten Zwischenspannung Wert zu legen. Der Arbeitspunkt des Schaltreglers sollte zudem im Maximum seines Wirkungsgrades liegen. Wie ebenfalls in Abbildung 8 zu erkennen, hat der Baustein seine größte Effizienz nicht bei maximaler Last, sondern etwa bei der Hälfte. Da man in der Regel weiß, welche Lastströme im Durchschnitt zu erwarten sind, wählt man einen Regler aus, der in diesem Bereich den maximalen Wirkungsgrad besitzt. Auch oder gerade wegen der auftretenden Verlustwärme muss man dieser Sache Sorge tragen. Beträgt die Leistungsaufnahme einer Last zum Beispiel 20 Watt, so muß der Baustein bei 90 Prozent Wirkungsgrad bereits  $PV = 20 \text{ Watt} (10\% / 90\%) = 2,2 \text{ Watt}$  abführen können. Dieser Wert kommt bei vielen Gehäusetypen schon an das Maximum heran. Bei 92,5 Prozent müssen hingegen nur noch 1,6 Watt abgeführt werden, was immerhin 27 Prozent weniger Verlust(wärme) entspricht.

## Vorteile Point-Of-Load nutzen

Bei modernen Systemen kommt man immer stärker davon ab, sämtliche Bausteine auf der Platine mit dem gleichen Versorgungsspannungsniveau aus demselben Spannungsregler zu bedienen. Dies gilt vorrangig für leistungshungrige Bauteile, die mit teils sehr niedrigen Spannungen versorgt werden müssen. Die Gründe sind meist die Zuverlässigkeit, Effektivität und Genauigkeit der Regelung. Da diese letzte Wandlung auf das erforderliche Niveau direkt am Verbraucher stattfindet, spricht man selbsterklärend vom Point-of-Load (PoL). Moderne Digitalbauteile arbeiten teilweise schon mit Core-Spannungen unter einem Volt, dadurch werden bei Leistungsäquivalenz die Ströme größer. Folglich nehmen auch die Leitungsverluste zu und zudem werden die Toleranzen der Versorgungsspannungen enger. Deshalb muß man die Spannung direkt am Verbraucher wandeln, um die Leitungslänge auf das Nötigste reduzieren zu können.

Ein weiterer Vorteil des PoL-Konzeptes ist, dass die entstehende Verlustwärme auf mehrere Stellen verteilt werden kann, anstatt konzentriert an einem Punkt aufzutreten. Ein Vertreter dieser Zunft ist der MAX8686. Er ist wie die meisten dieser Regler in thermisch verbesserten Gehäusen verfügbar, die über ein Exposed-Pad an der Unterseite verfügen. Dadurch kann ein Teil der Wärme an die Massefläche abgegeben werden. Beim MAX8686 kommt noch hinzu, dass auch der Wärmewiderstand zur Chip-Oberfläche definiert ist. So kann der Designer zuverlässiger die Wärmeabgabe beispielsweise an eine Wärmefolienfolie kalkulieren. Durch eine dünnere Gehäusedecke konnte zudem die maximale thermische Verlustleistung des Gehäusetyps nahezu verdoppelt werden.

## Spezialisierte Regler in Augenschein nehmen

### ■ Regler für Embedded-Systeme

Bei Embedded-Systemen benötigt man häufig drei oder mehr Ausgangsspannungen. Diese werden z.B. für den Core, die I/O-Ports und den Speicher gebraucht. Da auch hier die Fläche begrenzt ist, möchte und kann man nicht für jede Spannung einen eigenen Regler aufbauen. Es gibt deshalb daraufhin spezialisierte DC/DC-Wandler mit mehreren Ausgangsspannungen. Als Beispiel sei der MAX17019 aufgeführt, der dafür in seinem Gehäuse drei DC/DC-Buck-Regler beinhaltet sowie einen Linearregler. Dieser Linearregler ist durch die Sink-/Source-Fähigkeit speziell für DDR-Speicher ausgelegt, da deren Terminations-Spannung den gesamten Last-

strom abgeben und auch aufnehmen können muß. Dieser Regler ist außerdem über einen Referenzeingang einstellbar, da er sehr genau die halbe Versorgungsspannung des DDR-Speichers abbilden muß.

### ■ Mehrphasen Systeme

Der Vorteil mehrphasiger Systeme scheint offensichtlich. Durch Parallelschaltung von mehreren Ausgängen wird der Ausgangsstrom vervielfacht. Doch warum sollte man das tun, wenn man mit einem DC/DC-Controller und einem externen paar Mosfets den gleichen Effekt erzielen könnte? Zudem benötigt man auch nur eine Spule, etc. Zum Einen können schon Probleme dahingehend bestehen, die geeigneten Mosfets und einen darauf abgestimmten Controller zu finden, der gleichzeitig noch den geforderten Wirkungsgrad und den Anforderungen an die Ausgangsspannung gerecht wird. Dies gilt ebenso für die restlichen passiven Komponenten, die in entsprechend kleiner Bauform und dem daraus resultierenden Platinenlayout. Genau hier liegt der Vorteil von mehreren Phasen. Die Leistungsanforderungen der externen Komponenten werden, wie der Laststrom, durch die Anzahl der Phasen dividiert. Auf den ersten Blick nicht ganz so offensichtlich ist, dass durch den eingestellten Phasenversatz, sich die resultierende Ripplespannung am Ausgang verringert. Ähnliches gilt für die durch ESL induzierten Spannungen aufgrund der kleineren Stromsprünge in jeder Phase. Der MAX8686 ist genau solch ein Baustein. Durch das Phase-Shedding kann außerdem Energie gespart werden, wenn der benötigte Ausgangsstrom niedrig ist. Hierbei werden einzelne Phasen abgeschaltet und der Phasenversatz für die Verbliebenen entsprechend automatisch angepaßt.

## Zusätzliche Ansätze für Green Power vorstellen

Im direkten Umfeld einer Stromversorgung gibt es noch weitere Möglichkeiten, die Effizienz auf relativ einfachem Weg zu steigern.

Bei redundanten Stromversorgungs-Systemen setzt man z.T. noch heute einfache Dioden ein, um die parallel angeordneten SV-Module miteinander „Oder“ zu verknüpfen. Diese so genannten O-Ring-Dioden kann man relativ einfach durch O-Ring-Mosfets und einem entsprechenden Controller ersetzen. Ein Beispiel hierfür sei der MAX5079, der durch die integrierte Ladungspumpe den Anschluß von N-Kanal-Mosfets ermöglicht und im Fehlerfall nach 200 Nanosekunden abschaltet. N-Kanal Mosfets haben den Vorteil sie sind billiger, in größerer Auswahl verfügbar und sie sind mit niedrigeren  $RDS(on)$ -Werten verfügbar als ihre P-Kanal Pendanten. Im Vergleich zu einer Schottky Diode lassen sich die Verluste an dieser Stelle um etwa 85 Prozent reduzieren.

Den gleichen Ansatz, Dioden durch aktiv angesteuerte Mosfets zu ersetzen, verfolgen auch Synchron-Gleichrichter, wie wir Sie bereits in ähnlichem Zusammenhang in diesem Artikel behandelt haben. Die entsprechenden Synchronous Rectifier Controller werden sekundärseitig bei isolierten Schaltnetzteilen eingesetzt. Auch in diesen Bauteilen, wie den MAX5058, integriert man eine Ladungspumpe, um N-Kanal-Mosfets betreiben zu können. In der Regel arbeiten diese sekundärseitigen Controller mit einem primärseitigen Schaltregler zusammen, als Beispiel MAX5051. Dort wird auch das Triggersignal generiert und über einen Signal-Übertrager oder Optokoppler an die Sekundärseite übermittelt. (eck) ■



**Der Autor: Torsten Gerboth**  
ist Applikations Ingenieur bei Maxim  
in Planegg-Martinsried bei München.

 **infoDIREKT** [www.elektronikjournal.de](http://www.elektronikjournal.de)

[Link zu Maxim](#)

 **VORTEIL** Warum Powermanagement? In Zeiten hoher Energiepreise ist ein hoher Stromverbrauch ein wirtschaftliches No-Go.