Schleifenkompensation bei Schaltnetzteilen: Modellierung und Design, Teil 1

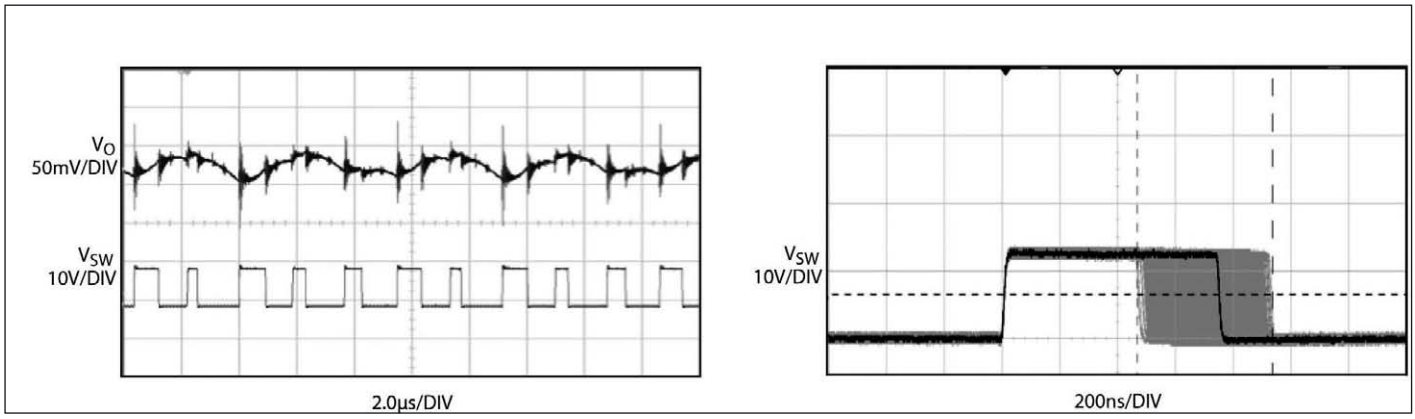

Bild 1: Typische Wellenformen am Ausgang und am Schaltknoten eines unstabilen Buck-Wandlers

Elektroniksysteme werden, wegen der zunehmenden Anzahl an Versorgungsspannungen, immer komplexer. Entwickler müssen daher meist eigene Stromversorgungen aufbauen, und können keine „von der Stange" einsetzen, damit sie das Optimum bei Leistungsdichte, Zuverlässigkeit und Kosten erzielen. Damit müssen sie sich laufend der Herausforderung stellen, leistungsfähige Schaltnetzteile zu entwickeln und zu optimieren.

Das Design der Schleifenkompensation in Schaltnetzteilen ist eine große Herausforderung, besonders für unerfahrene Stromversorgungsentwickler. In der Praxis erfordert es viele Iterationsschritte für die Ermittlung der Werte der Kompensationskomponenten.

Das ist nicht nur zeitraubend, sondern muss in einem komplexen System präzise sein, da Bandbreite und Stabilität durch verschiedene Faktoren beeinflusst werden. Diese Applikationsschrift zeigt die Basiskonzepte und Methoden der Kleinsignalmodellierung von Schaltnetzteilen und des Designs der Schleifenkompensation. Dabei wird als typisches Beispiel ein Abwärtswandler verwendet, das Konzept kann aber auch auf andere Topologien übertragen werden. Außerdem wird in das benutzerfreundliche LTpowerCAD-Designtool eingeführt, welches das Design vereinfacht und optimiert.

Problemerkennung

Ein perfekt entwickeltes Schaltnetzteil (SMPS) muss akustisch und elektronisch leise sein. Ein unterkompensiertes System führt zu instabilem Betrieb. Typische Symptome hierfür schließen ein: hörbare Geräusche von den magnetischen Komponenten oder den Keramikkondensatoren, aber auch Jitter im Schaltverlauf, Schwingen der Ausgangsspannung, Überhitzung des Leistungs FETs u.a.m.

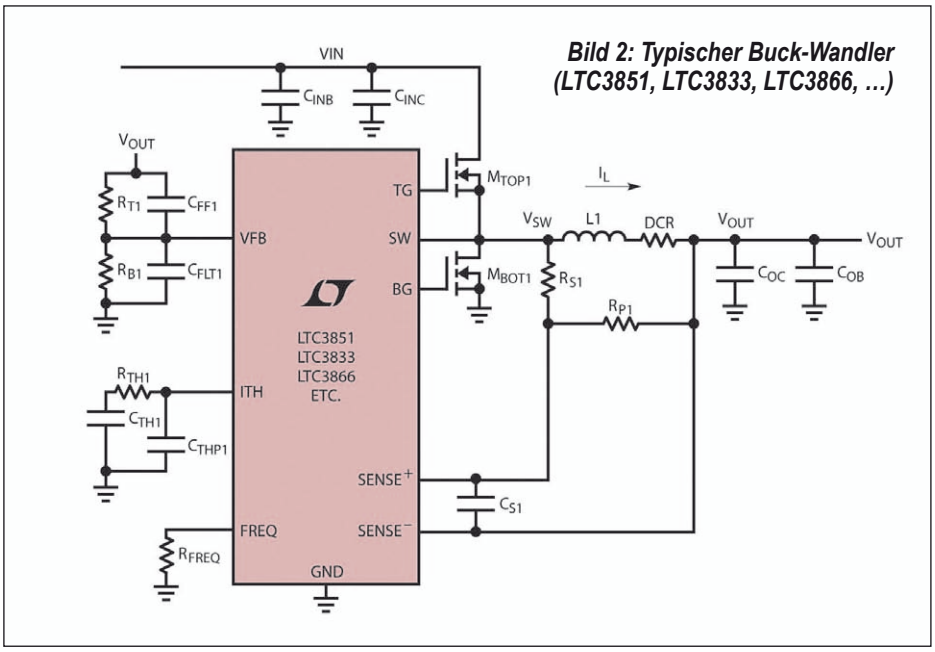

Bild 2: Typischer Buck-Wandler (LTC3851, LTC3833, LTC3866, ...)

Henry J. Zhang
Applications Engineering Manager
Power Products
Linear Technology Corp.
www.linear.com

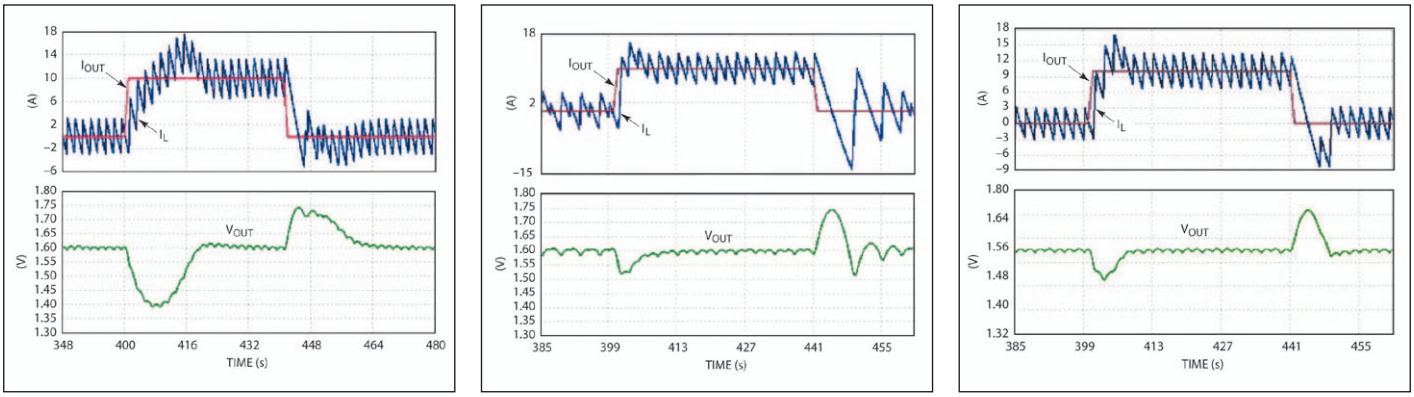

Bild 3: Typischer Lasttransienten-Verlauf: Links: überkompensiertes System, geringer Bandbreite und stabil, mitte: unterkompensiertes System, große Bandbreite aber unstabil, rechts: optimales Design mit schneller und stabiler Regelschleife

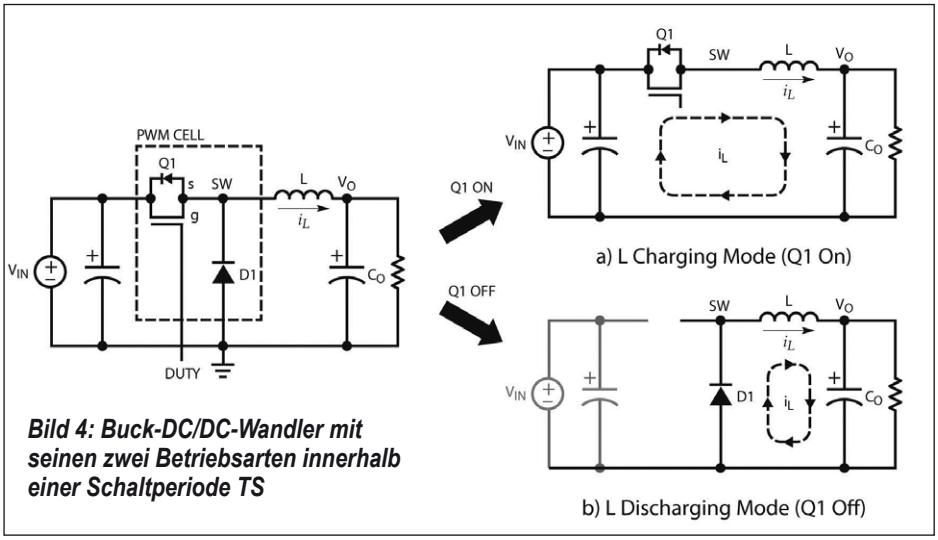

Bild 4: Buck-DC/DC-Wandler mit seinen zwei Betriebsarten innerhalb einer Schaltperiode TS

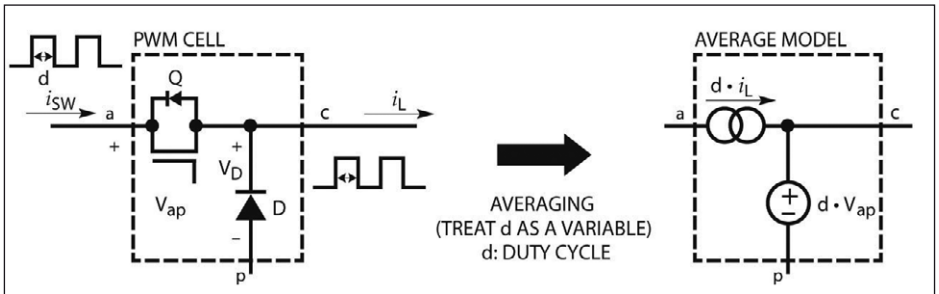

Bild 5: Modellierungs-Schritt 1: Ersatz der 3-Terminal-PWM-Schaltzelle zur gemittelten Strom- und Spannungsquellen

$$x \cdot y = (\hat{x} + X) \cdot (\hat{y} + Y) = \underbrace{\hat{x} \cdot Y + X \cdot \hat{y}}_{\text{SMALL SIGNAL AC}} + \underbrace{X \cdot Y}_{\text{DC(OP)}} + \underbrace{\cancel{\hat{x} \cdot \hat{y}}}_{\text{IGNORE}}$$

Bild 6: Ergänzung des Produkts von zwei Variablen mit dem linearen Kleinsignal-AC-Teil und dem DC-Betriebspunkt (OP)

Es gibt für das unerwünschte Schwingen auch noch andere Gründe als eine schlechte Schleifenstabilität. Leider sehen diese für den unerfahrenen Schaltnetzteil Entwickler am Oszilloskop alle gleich aus. Auch für erfahrene Entwickler wird die Identifizierung des Auslösers oft schwierig. Bild 1 zeigt die typischen Wellenformen am Ausgang und am Schaltknoten eines instabilen Buck-Wandlers. Eine Justierung der Schleifenkompensation kann helfen – oder auch nicht, da das Schwingen auch von anderen Faktoren beeinflusst wird, z.B. durch das Rauschen auf den Leiterbahnen. Hat man nicht eine Liste an weiteren Möglichkeiten, kann die Ermittlung des Rauschens eine zeitaufwändige und frustrierende Arbeit sein.

Bei Wandlern für Schaltnetzteile wie den Current-Mode Bucktypen LTC3851 oder LTC3833 in Bild 2, kann man schnell feststellen, ob der instabile Betrieb durch die Schleifenkompensation verursacht wird. Man platziert dazu einen großen Kondensator von 0,1 µF am Ausgangspin (ITH) des Fehlerverstärkers nach Masse des ICs. (Er kann auch zwischen dem Verstärker-Ausgangspin und dem Rückkopplungspin für den Spannungsmode platziert werden). Ein 0,1-µF-Kondensator ist gewöhnlich groß genug zur Verringerung der Schleifenbandbreite bei niedrigen Frequenzen, womit Schleifenstabilität erreicht wird. Wird die Stromversorgung mit diesem Kondensator stabil, ist das Problem mit der Kompensation der Schleife gelöst.

Ein überkompensiertes System ist bei geringerer Bandbreite und langsameren Ansprechen auf Transienten gewöhnlich stabil. Hier benötigt man einen sehr großen Ausgangskondensator, um das Ansprechen auf Transienten zu beherrschen, somit nehmen Kosten und Platzbedarf zu. Bild 3 zeigt den transienten Verlauf von Ausgangsspannung und Induktorstrom des Abwärtswandlers während eines Lastsprungs. Bild 3a zeigt das gleiche für ein stabiles überkompensiertes System mit niedriger Bandbreite, es zeigt große Über- und Unterschwingung während der Transienten. Bild 3b stellt ein

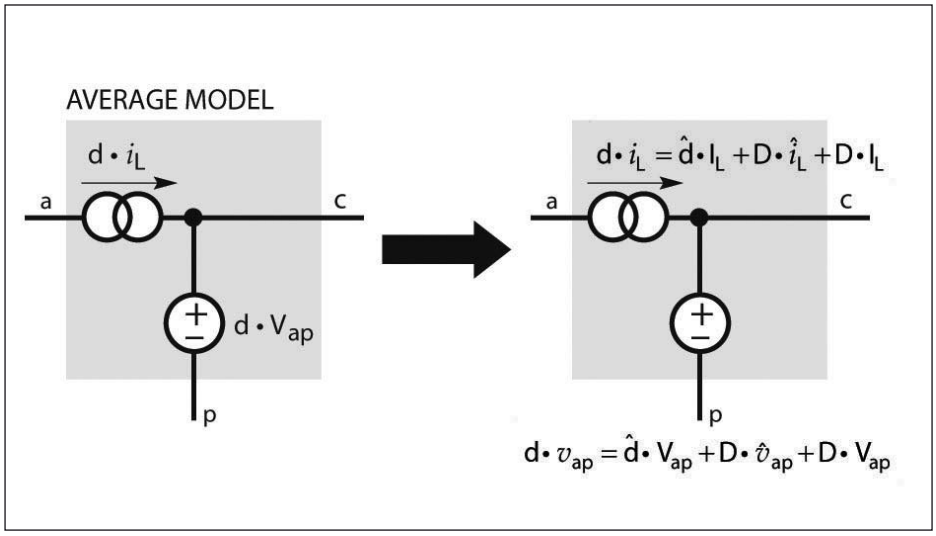

Bild 7: Modellierung Schritt 2: AC-Kleinsignal-Modellierung durch Ergänzung des Produkts der Variablen

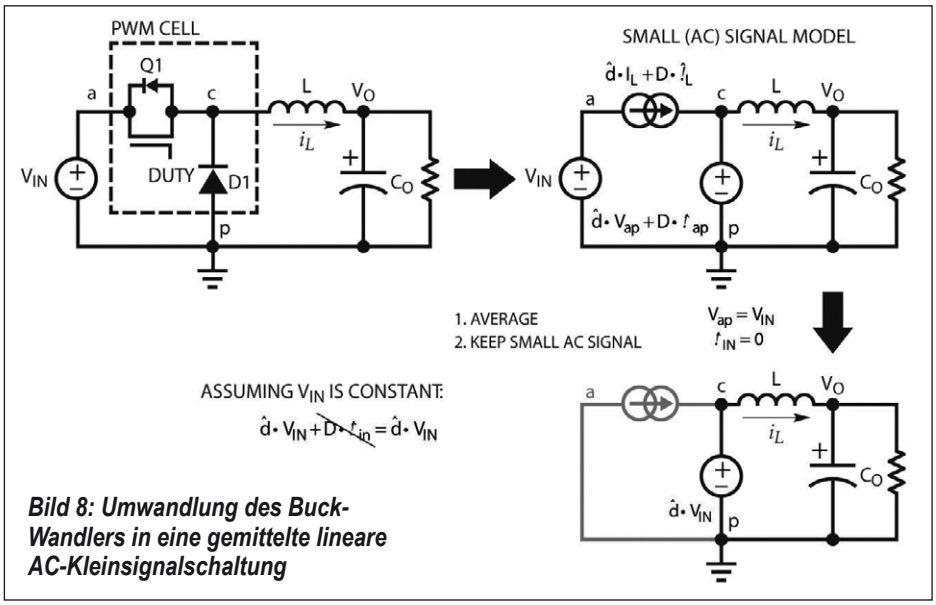

Bild 8: Umwandlung des Buck-Wandlers in eine gemittelte lineare AC-Kleinsignalschaltung

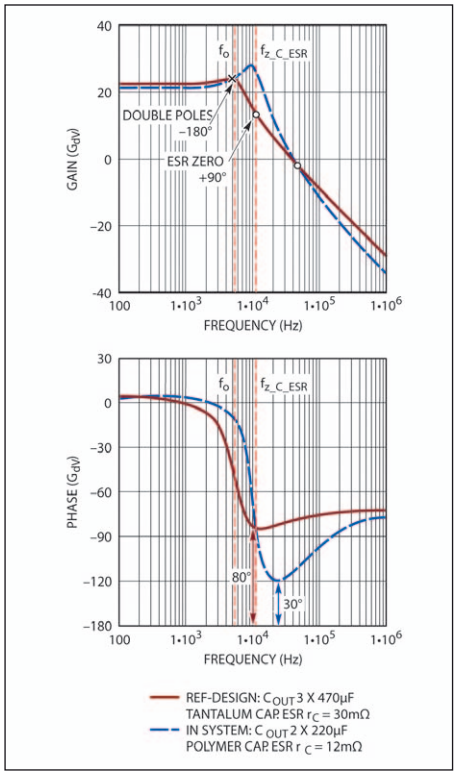

Bild 9: Variation des Kondensators C_{OUT} bedingt starke Phasenvariation in der Leistungsstufe

unterkompensiertes System mit großer Bandbreite dar, es zeigt weniger Über- und Unterschwingung, aber der Verlauf ist im eingeschwungenen Zustand nicht stabil. Bild 3c verdeutlicht Lasttransienten eines perfekt entwickelten Schaltnetzteils mit einer schnellen und stabilen Regelschleife.

Kleinsignalmodellierung der PWM-Leistungsstufe

Ein Schaltnetzteil (SMPS), wie der Abwärtsregler (Buck) in Bild 4, bietet gewöhnlich zwei Betriebsarten, je nach Ein/Aus-Status des Hauptschalttransistors. Deshalb ist es ein zeitvariables, nichtlineares System. Zur Analyse und dem Design der Kompensation mit konventionellen linearen Methoden wurde ein vereinfachtes lineares Kleinsignal-Modell mit Durchschnittswerten entwickelt, unter Anwendung von Linearisierungs-Techniken der SMPS-Schaltung beim Arbeitspunkt im eingeschwungenen Zustand.

Modellierungsschritt 1: Überführung in ein zeitinvariantes System durch Ts Mittelung

Alle SMPS-Topologien, einschließlich Buck-, Boost- oder Buck/Boost-Wandler, verfügen über eine 3polige PWM-Zelle, welche einen aktiven Schalter Q und einen passiven Schalter (Diode) D enthält. Zur Erhöhung der Effizienz kann man die Diode D durch einen synchronen FET ersetzen, welcher aber weiter als passiver Schalter anzusehen ist. Der aktive Anschluss "a" in Bild 5 ist der aktive Schaltanschluss. Der passive Anschluss "p" ist der passive Schaltanschluss. In dem Buck-Wandler sind die Anschlüsse a und p immer mit einer Spannungsquelle wie z.B. V_{IN} und Masse verbunden. Der gemeinsame Anschluss "c" liegt an einer Stromquelle, dies ist der Induktor im Buck Wandler.

Um eine zeitvariante SMPS in ein zeitinvariantes System umzuwandeln, kann die vereinfachte Modellierungsmethode für 3polige PWM Zellen angewendet werden. Dies durch Ersetzen des aktiven Schalters Q durch eine gemittelte Stromquelle und durch Ersetzen des passiven Schalters (Diode) D durch eine gemittelte Spannungsquelle. Der gemittelte Strom in Q entspricht d • iL und die gemittelte Spannung an D entspricht d • vap wie in Bild 5 gezeigt. Die Mittelung erfolgt über der Schaltperiode T_S. Da Strom- und Spannungsquellen das Produkt von zwei Variablen sind, ist das System weiterhin ein nichtlineares System.

Modellierungsschritt 2: Lineare AC-Kleinsignal-Modellierung

Der nächste Schritt ist die Erweiterung des Produkts der Variablen, um zu einem linearen AC- Kleinsignalmodell zu gelangen. Z.B. die Variable $x = X + \hat{x}$, mit X als eingeschwungenen DC Betriebspunkt und $\hat{x}$ als AC-Kleinsignalvariation um X. Somit kann das Produkt der zwei Variablen $\hat{x} \bullet \hat{y}$ umgeschrieben werden in: Bild 6 zeigt, dass

$$x \bullet y = (\hat{x} + X) \bullet (\hat{y} + Y) = \hat{x} \bullet Y + X \bullet \hat{y} + X \bullet Y + \hat{x} \bullet \hat{y}$$

der lineare Kleinsignal-AC-Teil vom DC-Betriebspunkt (OP) unterschieden werden und das Produkt aus den zwei AC-Kleinsignal-Variationen ($\hat{x} \bullet \hat{y}$) ignoriert werden kann, da es eine nochmals kleinere Variable darstellt. Folgt man dieser Vorgehensweise, kann die vereinfachte PWM Zelle, wie in Bild 7 gezeigt, umgeschrieben werden.

Überträgt man dieses Zweistufenmodell auf einen Buck Wandler (Bild 8), wird dessen Leistungsstufe als einfache Spannungsquelle modelliert • V_{IN}, gefolgt von einem L/C- Filternetzwerk 2.Ordnung. Basierend auf der linearen Schaltung in Bild 8, wo das Steuersignal der Duty Cycle d und das Ausgangssignal vOUT ist, kann der Buck-Wandler im Frequenzbereich mit der Duty-zu-Ausgangs-Übertragungsfunktion $G_{dv}(s)$ beschrieben werden:

$$G_{dv}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{V_{IN} \bullet \left(1 + \frac{s}{s_{z_ESR}}\right)}{1 + \frac{s}{\varpi_o \bullet Q} + \frac{s^2}{\varpi_o^2}} \quad (1)$$

mit

$$s_{z_ESR} = 2\pi f_{z_ESR} = \frac{1}{r_C \bullet C} \quad (2)$$

$$\varpi_o = 2\pi f_{wo} = \frac{1}{\sqrt{L \bullet C}} \bullet \sqrt{\frac{1 + \frac{r_L}{R}}{1 + \frac{r_C}{R}}} \approx \frac{1}{\sqrt{L \bullet C}} \quad (3)$$

$$Q = \frac{1}{\varpi_o} \bullet \frac{1}{\frac{L}{r_L + R} + C \bullet \left(r_c + \frac{r_L \bullet R}{r_L + R}\right)} \quad (4)$$

Die Funktion $G_{dv}(s)$ zeigt, dass die Leistungsstufe des Buck-Wandlers ein System 2.Ordnung mit zwei Polen und einer Nullstelle im Frequenzbereich ist. Die Nullstelle s_{Z_ESR} wird vom Ausgangskondensator C und dessen ESR r_C bestimmt. Die beiden resonanten Polstellen werden von L und C des Ausgangsfilters festgelegt.

Da die Frequenzen von Pol- und Nullstellen eine Funktion des Ausgangskondensators und dessen ESR sind, variiert das Bodediagramm der Funktion $G_{dv}(s)$ mit der Größe dieses Kondensators, wie in Bild 9 gezeigt. Das Kleinsignalverhalten der Leistungsstufe des Buck-Wandlers hängt stark von der Größe des Ausgangskondensators ab. Hat das Schaltnetzteil einen kleinen Ausgangskondensator oder einen mit einem sehr geringem ESR, kann die Nullstelle sehr viel höher liegen, als die resonante Polfrequenz. Die Phasenverzögerung in der Leistungsstufe kann bis zu –180 Grad betragen. Damit kann sich die Kompensation der Schleife schwierig gestalten, wenn die negative Rückkopplungsschleife geschlossen ist.

Kleinsignal-Modell des Boost-Step-Up-Wandlers

Ein Boost-Step-Up-Wandler (Aufwärtswandler) kann auch unter Verwendung der Kleinsignal-Modellierungsmethode wie für die dreipolige PWM-Zelle modelliert werden. Bild 10 zeigt die Modellierung und Umsetzung des Boost-Wandlers in sein lineares AC-Kleinsignalmodell.

Die Übertragungsfunktion $G_{dv}(s)$ der Leistungsstufe kann nach Gleichung 5 abgeleitet werden. Es liegt ein System 2. Ordnung mit L/C-Resonanz vor. Im Unterschied zum Buck-Wandler, hat der Boost-Wandler ein right-half-plane zero (RHPZ) zusätzlich zur ESR Nullstelle des Ausgangskondensators. Die RHPZ bedingt eine zunehmende Verstärkung, reduziert aber die (negative) Phase. Gleichung 6 zeigt, dass die RHPZ abhängig vom Duty Cycle und dem Lastwiderstand variiert. Da der Duty Cycle von V_{IN} abhängt, variiert die Übertragungsfunktion $G_{dv}(s)$ der Leistungsstufe mit V_{IN} und dem Laststrom.

Bild 11 zeigt, dass bei kleiner V_{IN} und großer Last I_{OUT_MAX} die RHPZ bei ihrer niedrigsten Frequenz ist und eine wesentliche Phasenverzögerung erzeugt. Damit gestaltet sich das Design eines Boost Wandlers mit großer Bandbreite schwierig. Eine generelle Designvorschrift, um Schleifenstabilität zu erreichen, ist mit Bandbreiten kleiner 1/10 der niedrigsten RHPZ-Frequenz zu arbeiten. Verschiedene andere Topologien, wie

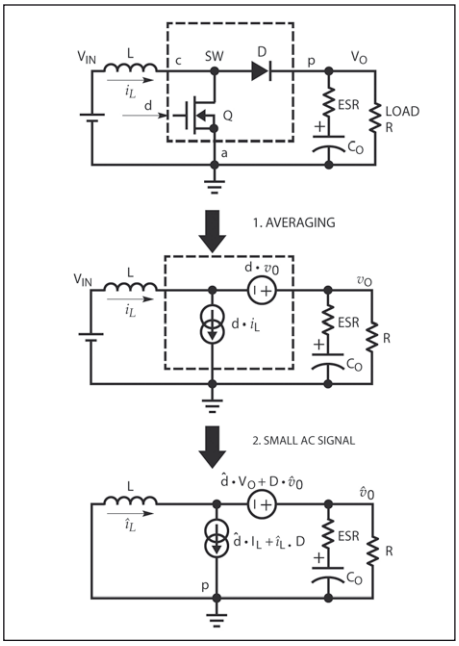

Bild 10. AC-Kleinsignal-Modellierung eines Boost-Wandlers

positive-zu-negative Buck/Boost, Flyback (isolierter Buck/Boost), SEPIC und CUK Wandler haben alle eine unerwünschte RHPZ, sie können so nicht für Lösungen mit großer Bandbreiten und schnellem Ansprechen auf Transienten verwendet werden.

$$G_{dv}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_{IN}}{(1-D)^2}\left(1 - s \bullet \frac{L}{R \bullet (1-D)}\right) \bullet (1 + s \bullet r_c \bullet C)}{1 + s \bullet \frac{L}{R(1-D)^2} + s^2 \bullet \frac{LC}{(1-D)^2}} \quad (5)$$

$$f_{RHPZ} = \frac{(1-D)^2 \bullet R_{LOAD}}{2\pi \bullet L} \quad (6)$$

Fortsetzung folgt

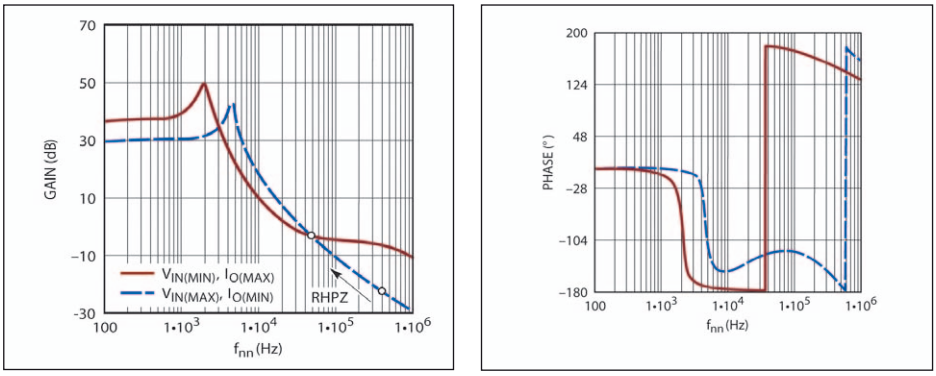

Bild 11. Die Kleinsignal-Übertragungsfunktion Duty-To-VO des Boost-Wandlers variiert mit V_{IN} und der Last