

Das Design von Schaltnetzteilen modellieren und schleifenkompensieren

Heutige Elektroniksysteme werden zunehmend komplexer und enthalten eine wachsende Anzahl von Spannungspegeln und Stromversorgungen. Um eine optimale Leistungsdichte, Zuverlässigkeit und Kosten dieser Lösung zu erzielen, müssen Systementwickler häufig ihre eigenen Stromversorgungen entwickeln, anstatt einfach kommerziell verfügbare Stromversorgungsmodule einsetzen zu können. Das Entwickeln und Optimieren eines Hochleistungs-Schaltnetzteils ist immer häufiger nötig und eine sehr anspruchsvolle Aufgabe.

*Autor: Henry J. Zhang, Applications Engineering Manager,
Power Products, Linear Technology Corporation*

Die Entwicklung der Schleifenkompensation einer Stromversorgung wird üblicherweise als eine schwierige Aufgabe angesehen, besonders von unerfahrenen Stromversorgungsentwicklern. Ein praktisches Kompensations-Design umfasst viele Wiederholungsschritte zur Justierung der Kompensationskomponenten. Dies ist in einem komplexen System, dessen Versorgungsbandbreite und Stabilitätsmarge von mehreren Faktoren beeinflusst werden kann, nicht nur sehr zeitaufwändig, sondern auch ungenau. Diese Applikationsschrift erklärt die grundlegenden Konzepte und Methoden der Modellierung kleiner Signale von Schaltnetzteilen und der Entwicklung ihrer Schleifenkompensation. Der Abwärtswandler wird als typisches Beispiel benutzt, wobei die Konzepte aber auch für andere Topologien angewandt werden können. Es wird außerdem das benutzerfreundliche Entwicklungswerkzeug LTpowerCAD vorgestellt, das die Entwicklung und die Optimierung vereinfacht.

Identifizieren des Problems

Ein gut entwickeltes Schaltnetzteil (switching mode power supply = SMPS) muss „ruhig“ sein und zwar sowohl akustisch als auch elektrisch. Ein unter-kompensiertes System kann in einem instabilen Betrieb resultieren. Typische Symptome einer instabilen Stromversorgung sind die folgenden: hörbares Rauschen von den magnetischen Komponenten oder Keramikkondensatoren, Jitter in den Schaltsignalformen, oszillieren der Ausgangsspannung, Überhitzen der Leistungs-FETs und weitere.

Es gibt jedoch neben der Schleifenstabilität noch vielfältige weitere Gründe die eine unerwünschte Oszillation hervorrufen. Unglücklicherweise sehen sie für den unerfahrenen Stromversorgungsentwickler auf dem Oszilloskop alle gleich aus. Selbst für den erfahrenen Entwickler kann es manchmal schwierig sein, den Grund dafür zu erkennen, der die Instabilität verursacht. Bild 1 zeigt die typischen Signalformen eines Ausgangs und Schaltknotens einer instabilen abwärts wandelnden Stromversorgung. Das Justieren der Schleifenkompensation kann – muss aber nicht – die instabile Stromversorgung stabilisieren, da manchmal das Oszillieren von anderen



all-electronics.de
ENTWICKLUNG. FERTIGUNG. AUTOMATISIERUNG

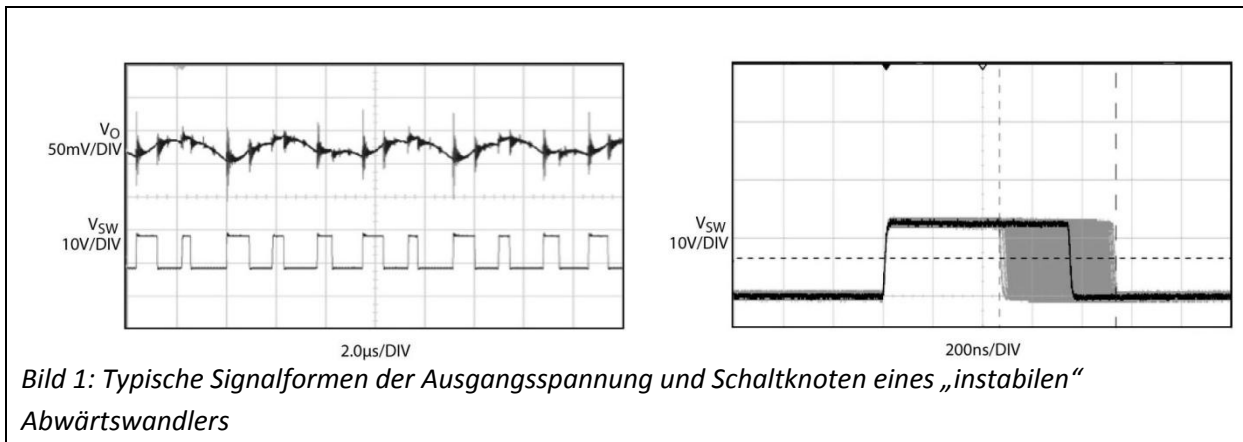


Entdecken Sie weitere interessante Artikel und News zum Thema auf all-electronics.de!

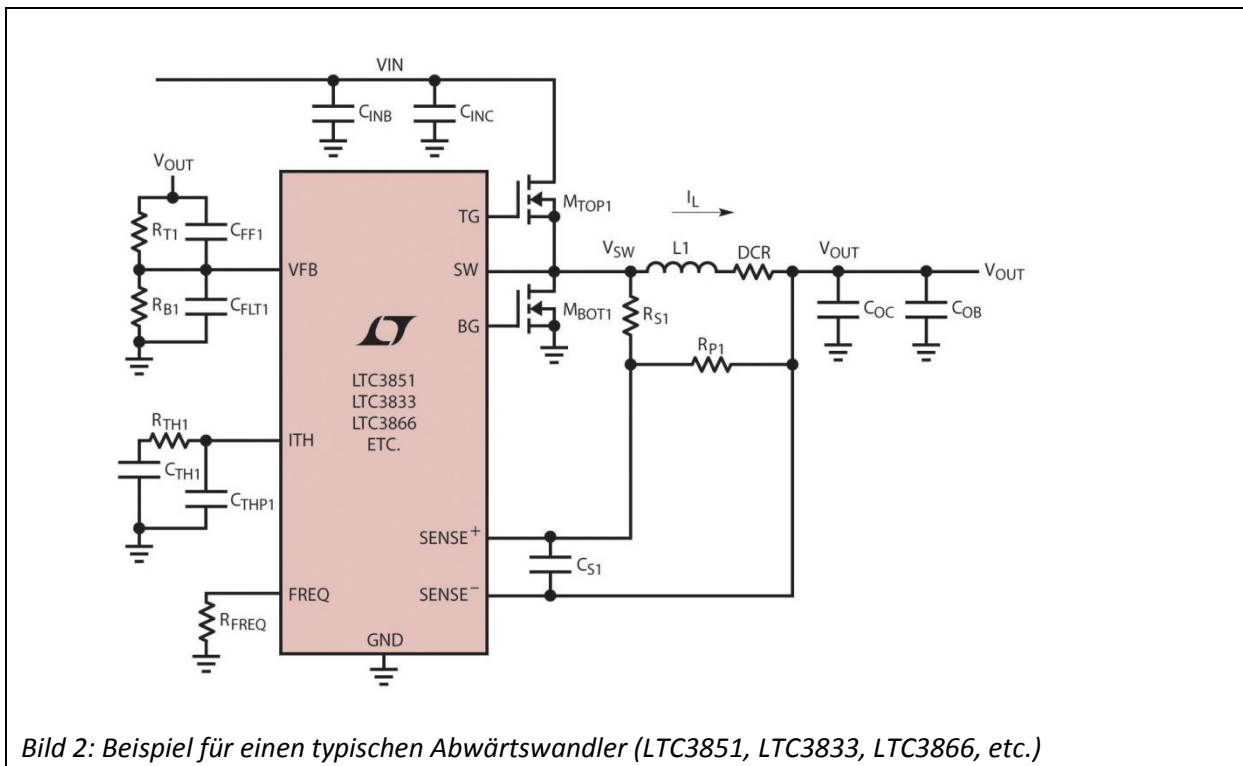
Hier klicken & informieren!



Faktoren als dem Baugruppenrauschen (PCB noise) herrührt. Wenn man keine Liste mit möglichen Gründen dafür im Kopf hat, kann das auffinden des Grunds eines verrauschten Betriebs sehr zeitaufwändig und frustrierend sein.



Bei Schaltnetzteilen (SMPS) wie den Abwärtswandlern mit Strommodus LTC3851 und LTC3833, die in Bild 2 dargestellt sind, ist es ein schneller Weg zu bestimmen, ob ein instabiler Betrieb von der Schleifenkompensation hervorgerufen wird, einen großen 0,1 μF -Kondensator an den Ausgangs-Pin (ITH) des Rückkoppel-Fehlerverstärkers und an die IC-Masse anzulegen (oder dieser Kondensator kann zwischen dem Ausgangs-Pin des Verstärkers und dem Rückkoppel-Pin angelegt werden bei einer Stromversorgung im Spannungs-Modus). Dieser 0,1- μF -Kondensator wird üblicherweise als groß genug betrachtet, um die Schleifenbandbreite auf kleine Frequenzen zu bringen und damit die Stabilität der Spannungsschleife sicherzustellen. Wenn die Stromversorgung mit diesem Kondensator stabil wird, kann das Problem voraussichtlich mit der Schleifenkompensation gelöst werden.



Ein über-kompensiertes System ist normalerweise stabil, jedoch bei geringer Bandbreite und langsamen Einschwingverhalten. Ein solches Design erfordert eine übermäßige Ausgangskapazität, um die Anforderungen an die Regelung des Einschwingverhaltens zu erfüllen, was die Kosten und Ausmaße der Stromversorgung insgesamt erhöht. Bild 3 zeigt die Signalformen der Ausgangsspannung und des Spulenstroms eines Abwärtswandlers während einer Aufwärts-/Abwärts-Lasttransiente. Bild 3a ist ein stabiles über-kompensiertes System jedoch mit geringer Bandbreite, in dem es eine große Anzahl an Über- und Unterschwingern der Ausgangsspannung während Störsignalen gibt. Bild 3b ist ein unter-kompensiertes System mit großer Bandbreite, das deutlich weniger Über- und Unterschwinger der Ausgangsspannung aufweist, aber die Signalformen sind im Dauerzustand nicht stabil. Bild 3c zeigt die Lastregelung einer gut entwickelten Stromversorgung mit einer schnellen und stabilen Regelschleife.

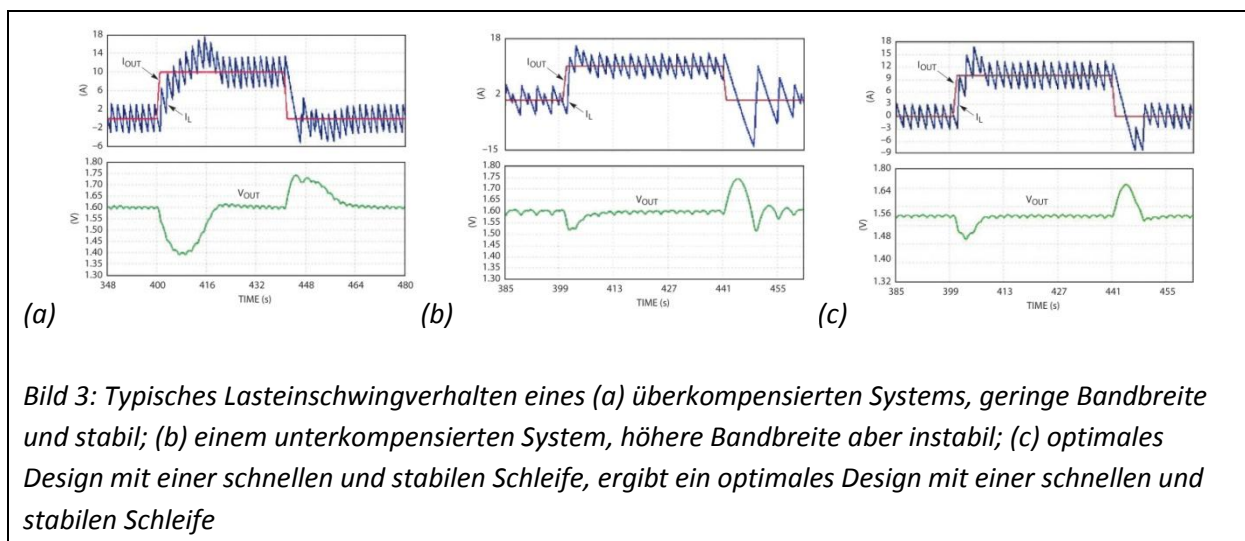
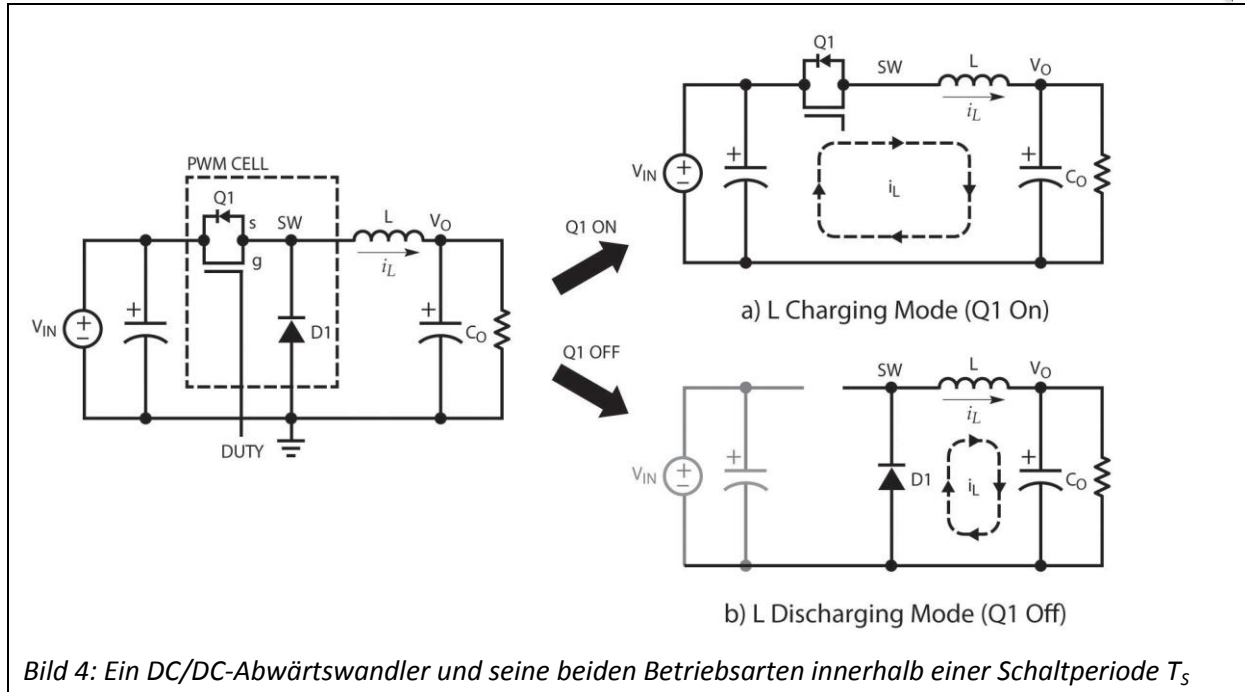


Bild 3: Typisches Lasteinschwingverhalten eines (a) überkompensierten Systems, geringe Bandbreite und stabil; (b) einem unterkompensierten System, höhere Bandbreite aber instabil; (c) optimales Design mit einer schnellen und stabilen Schleife, ergibt ein optimales Design mit einer schnellen und stabilen Schleife

Modellieren kleiner Signale der Leistungsstufe des PWM-Wandlers

Ein Schaltnetzteil (SMPS) wie der Abwärtswandler in Bild 4 besitzt abhängig vom Ein-/Aus-Zustand seiner Steuerschalter üblicherweise zwei Betriebsarten. Deshalb ist diese Stromversorgung ein zeitveränderliches, nicht-lineares System. Um die Kompensation mit konventionellen linearen Regelmethode zu analysieren und zu entwickeln, wird ein gemittelt lineares Modell eines Kleinsignals entwickelt, indem man Linearisierungstechniken für die SMPS-Schaltung rund um den Betriebspunkt des Dauerzustands verwendet.



Modellierungsschritt 1:

Ändern in ein zeitinvariantes System durch Mittelung über T_s

Sämtliche SMPS-Topologien wie Abwärts-, Aufwärts- oder Aufwärts-/Abwärts-Wandler besitzen eine typische PWM-Schaltzelle mit drei Abschlüssen, die einen aktiven Regelschalter Q und den passiven Schalter (Diode) D enthält. Um den Wirkungsgrad zu verbessern kann die Diode D durch einen synchronen FET ersetzt werden, der aber immer noch ein passiver Schalter ist. Der aktive Abschluss „a“ ist der aktive Schaltabschluss. Der passive Abschluss „p“ ist der passive Schaltabschluss. In einem Wandler sind die Abschlüsse a und p immer mit einer Spannungsquelle wie der Eingangsspannung und Masse im Abwärtswandler verbunden. Der gemeinsame Abschluss „c“ ist mit einer Stromquelle verbunden, im Abwärtswandler ist dies die Spule.

Um die zeitveränderliche SMPS in ein zeitinvariantes System zu ändern, kann die Mittelwertmodellierungsmethode der PWM-Zelle mit drei Abschlüssen verwendet werden, indem man den aktiven Schalter Q in eine gemittelte Stromquelle abändert und den passiven Schalter (Diode) D in eine gemittelte Spannungsquelle. Der gemittelte Schaltstrom Q ist gleich $d \cdot i_L$ und die gemittelte Schaltspannung D ist gleich $d \cdot V_{ap}$, wie in Bild 5 dargestellt. Die Mittelwertbildung wird über eine Schaltperiode T_s ausgeführt. Da die Strom- und Spannungsquellen die Produkte von zwei Variablen sind, ist das System aber immer noch nicht-linear.

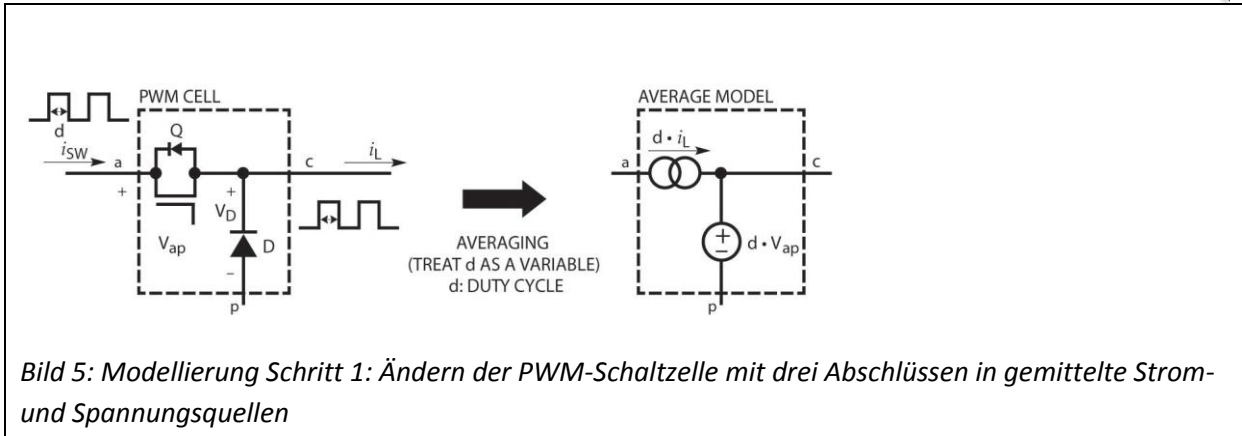


Bild 5: Modellierung Schritt 1: Ändern der PWM-Schaltzelle mit drei Abschlüssen in gemittelte Strom- und Spannungsquellen

Modellierungsschritt 2: Modellieren eines linearen AC-Kleinsignals

Der nächste Schritt ist es, das Produkt der Variablen zu erweitern, um das Modell des linearen AC-Kleinsignals zu erhalten. Eine Variable ist zum Beispiel $x = X + \hat{X}$, in der X der Betriebspunkt im Dauerzustand ist und \hat{X} die Variation des kleinen AC-Signals um X . Deshalb kann das Produkt von zwei Variablen $x \cdot y$ auch auf folgende Weise geschrieben werden:

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

Bild 6 zeigt, dass der lineare Anteil des kleinen AC-Signals vom DC-Betriebspunkt (operational point = OP) getrennt werden kann. Und das Produkt der beiden kleinen AC-Signalvariationen ($\hat{x} \cdot \hat{y}$) kann ignoriert werden, da es eine Variable mit einem noch kleineren Wert ist. Folgt man diesem Konzept, kann eine gemittelte PWM-Schaltzelle so geschrieben werden, wie in Bild 7 dargestellt.

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

Bild 6: Erweitern des Produkts von zwei Variablen auf einen linearen AC-Kleinsignalanteil und den DC-Betriebspunkt

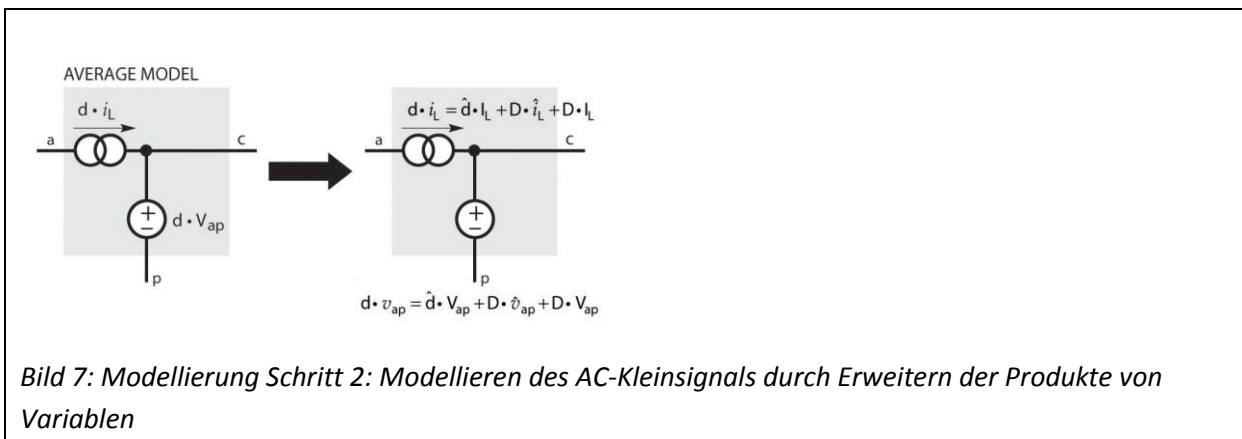
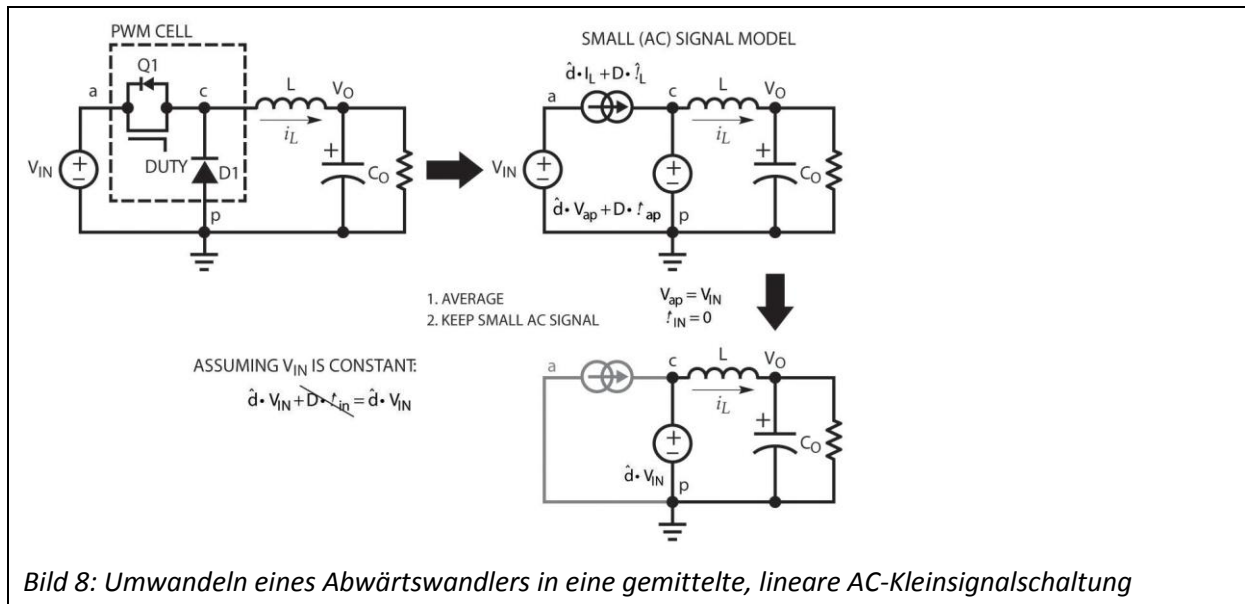


Bild 7: Modellierung Schritt 2: Modellieren des AC-Kleinsignals durch Erweitern der Produkte von Variablen

Indem man diese Zweischritt-Modellierungstechnik auf einen Abwärtswandler anwendet, wie in Bild 8 illustriert, kann die Leistungsstufe des Abwärtswandlers als einfache Spannungsquelle, $\bullet V_{IN}$, modelliert werden, gefolgt von einem LC-Filternetzwerk 2. Ordnung.



Basierend auf der Linearschaltung in Bild 8, in der das Regelsignal der Arbeitstakt d und das Ausgangssignal die Ausgangsspannung ist, kann der Abwärtswandler auch mit der Übertragungsfunktion Arbeitstakt zu Ausgang (duty-to-output) im Frequenzbereich beschrieben werden:

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

wobei gilt:

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

$$\omega_o = 2\pi f_{wo} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot \sqrt{\frac{1 + \frac{r_L}{R}}{1 + \frac{r_c}{R}}} \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (3)$$

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

Die Funktion $G_{dv}(s)$ zeigt, dass die Leistungsstufe des Abwärtswandlers ein System 2. Ordnung mit zwei Polen und einer Nullstelle im Frequenzbereich ist. Die Nullstelle s_{z_ESR} wird vom

Ausgangskondensator C und seiner ESR r_C generiert. Die resonanten Doppelpole ω_0 werden von der Spule L und dem Kondensator C des Ausgangsfilters generiert.

Da die Frequenzen der Pol- und Nullstellen Funktionen der Ausgangskapazität und ihrer ESR sind, variiert das Bode-Diagramm der Funktion $G_{dv}(s)$ mit der Wahl unterschiedlicher Ausgangskondensatoren der Stromversorgung, wie in Bild 9 zu sehen. Das Kleinsignalverhalten der Leistungsstufe des Abwärtswandlers hängt deshalb sehr stark von der Wahl des Ausgangskondensators ab. Wenn die Stromversorgung eine kleine Ausgangskapazität oder Ausgangskondensatoren mit sehr kleinem ESR hat, kann die ESR-Nullfrequenz sehr viel höher sein als die Resonanz-Polfrequenz. Die Phasenverzögerung der Leistungsstufe kann nahe an -180° liegen. Als Ergebnis ist es schwierig die Schleife zu kompensieren wenn die negative Rückkopplungsschleife geschlossen ist.

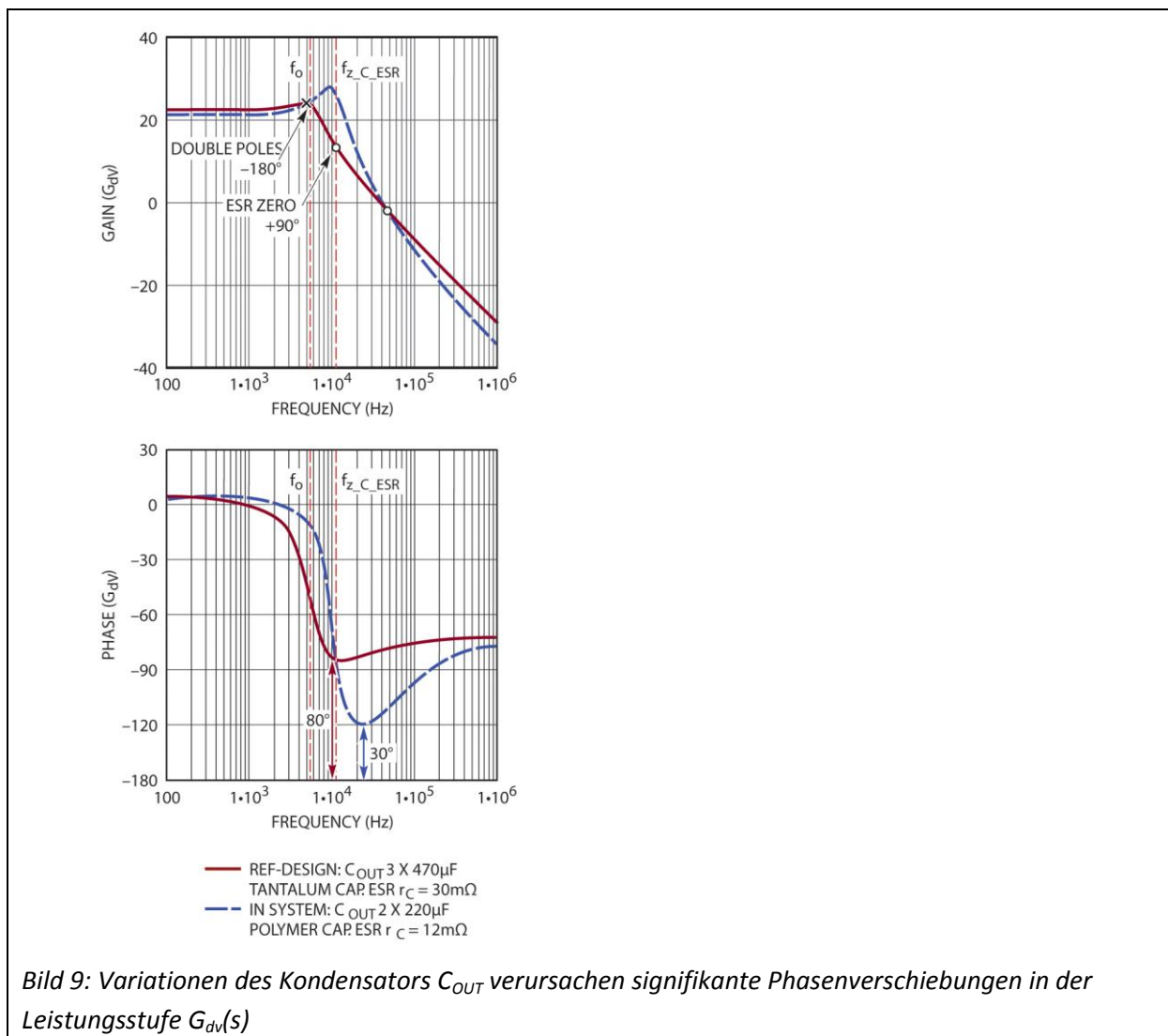


Bild 9: Variationen des Kondensators C_{OUT} verursachen signifikante Phasenverschiebungen in der Leistungsstufe $G_{dv}(s)$

Kleinsignal-Modell des Aufwärtswandlers

Der Aufwärtswandler kann ebenfalls mit der Kleinsignal-Modellierungsmethode der gemittelten PWM-Schaltzelle mit drei Abschlüssen modelliert werden. Bild 10 illustriert, wie man den Aufwärtswandler modelliert und in seine lineare AC-Kleinsignal-Modellschaltung überführt.

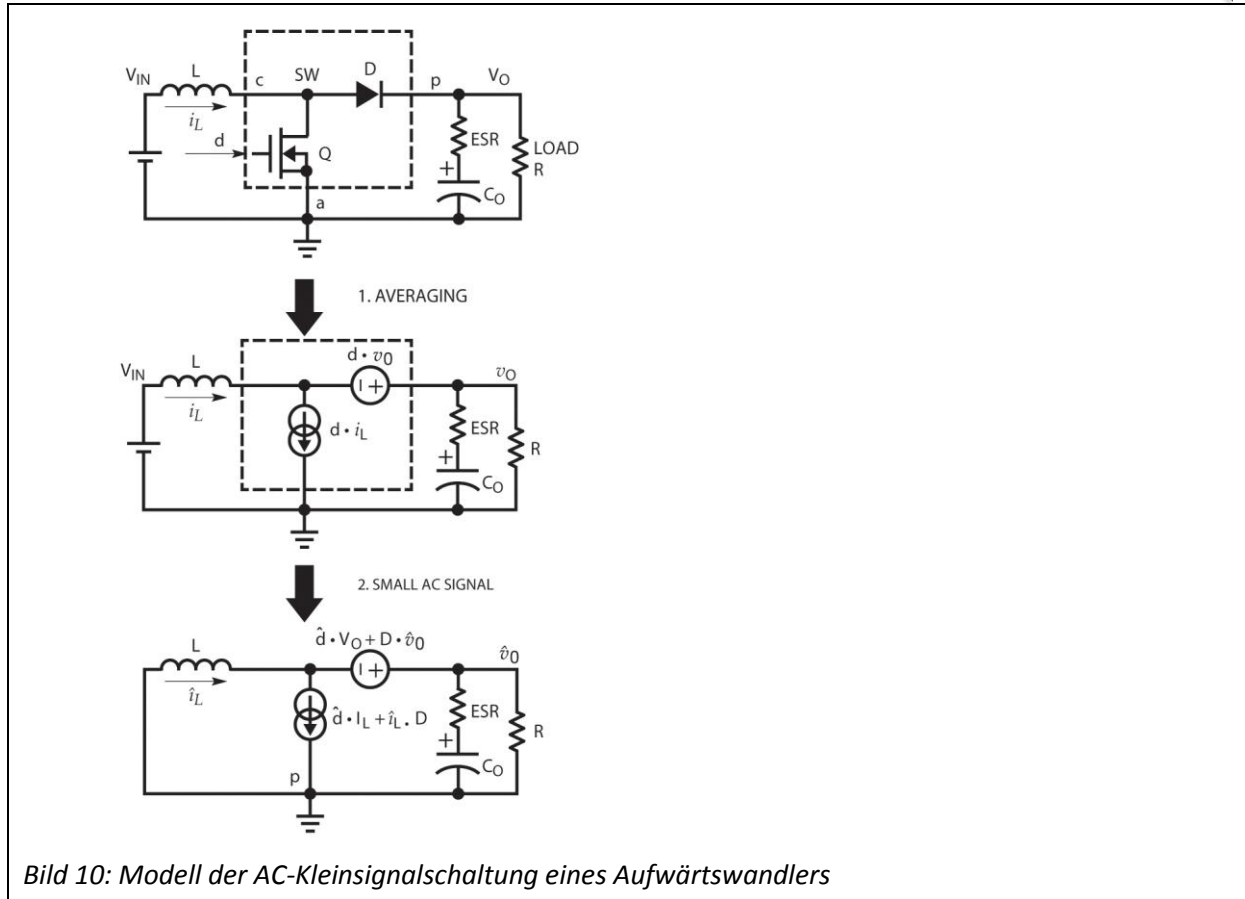


Bild 10: Modell der AC-Kleinsignalschaltung eines Aufwärtswandlers

Die Übertragungsfunktion der Leistungsstufe des Aufwärtswandlers $G_{dv}(s)$ kann aus Gleichung 5 abgeleitet werden. Es ist ebenfalls ein System 2. Ordnung mit L/C-Resonanz. Anders als der Abwärtswandler hat der Aufwärtswandler zusätzlich zur C_{OUT} ESR zero noch eine Right-Half-Plane Zero (RHPZ). Die RHPZ verursacht eine erhöhte Verstärkung aber reduzierte (negative) Phase. Gleichung 6 zeigt auch, dass die RHPZ mit dem Arbeitstakt und dem Lastwiderstand variiert. Da der Arbeitstakt eine Funktion der Eingangsspannung ist, variiert die Übertragungsfunktion der Leistungsstufe des Aufwärtswandlers auch mit der Eingangsspannung und dem Laststrom. Bild 11 stellt dar, dass bei kleiner Eingangsspannung und großer Last I_{OUT_MAX} , der RHPZ bei seiner kleinsten Frequenz liegt und eine signifikante Phasenverzögerung verursacht. Dies macht es schwierig, einen Aufwärtswandler mit großer Bandbreite zu entwickeln. Als allgemeine Designregel für eine gesicherte Schleifenstabilität, man entwirft die Bandbreite eines Aufwärtswandlers bei weniger als $1/10$ seiner kleinsten RHPZ-Frequenz. Mehrere andere Topologien, wie der positiv-zu-negative Auf-/Abwärtswandler, Flyback (isolierter Auf-/Abwärtswandler), SEPIC und CUK-Wandler haben alle einen unerwünschten RHPZ und können nicht für Lösungen mit hoher Bandbreite und schnellem Einschwingen entwickelt werden.

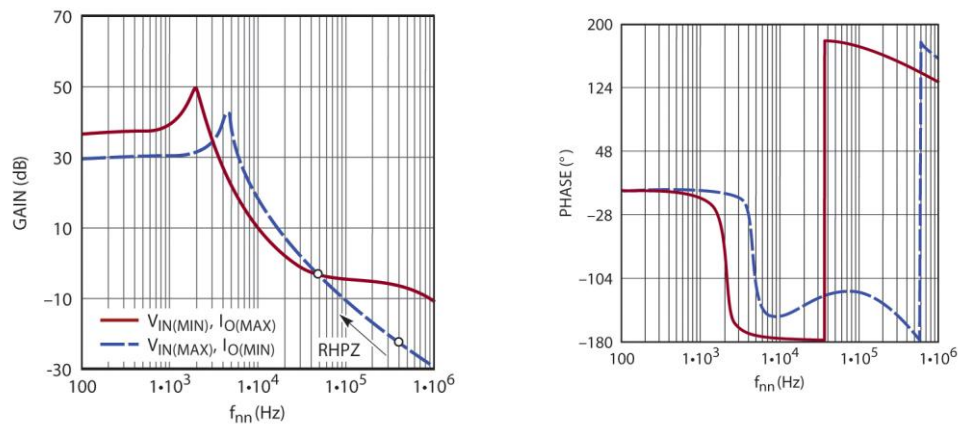


Bild 11: Die Übertragungsfunktion des Kleinsignals Arbeitstakt zu V_o (duty to V_o) der Leistungsstufe eines Aufwärtswandlers variiert mit V_{IN} und der Last

$$G_{dv}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$$

$$= \frac{V_{IN}}{(1-D)^2} \left(1 - s \cdot \frac{L}{R \cdot (1-D)} \right) \cdot (1 + s \cdot r_c \cdot C) \quad (5)$$

$$= \frac{1 + s \cdot \frac{L}{R(1-D)^2} + s^2 \cdot \frac{LC}{(1-D)^2}}{1 + s \cdot \frac{L}{R(1-D)^2} + s^2 \cdot \frac{LC}{(1-D)^2}}$$

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

Schließen der Rückkoppelschleife mit Regelung im Spannungsmodus

Die Ausgangsspannung kann mit einem geschlossenen Rückkoppelschleifensystem geregelt werden. Als Beispiel dient Bild 12: Wenn die Ausgangsspannung V_{OUT} ansteigt, steigt auch die Rückkoppelspannung V_{FB} an und der Ausgang des negativen Rückkoppelfehlerverstärkers sinkt, so dass auch der Arbeitstakt d abnimmt. Als Ergebnis wird V_{OUT} zurückgezogen, so dass wieder $V_{FB} = V_{REF}$ ist. Das Kompensationsnetzwerk des Fehler-OPVs kann ein Rückkoppelnetzwerk Typ I, Typ II oder Typ III sein. Es gibt nur eine Regelschleife um die Ausgangsspannung zu regeln. Dieses Regelschema wird als Regelung im Spannungsmodus bezeichnet. Die beiden Bausteine LTC3861 und LTC3882 sind typische abwärts regelnde Controller mit Spannungsmodus.

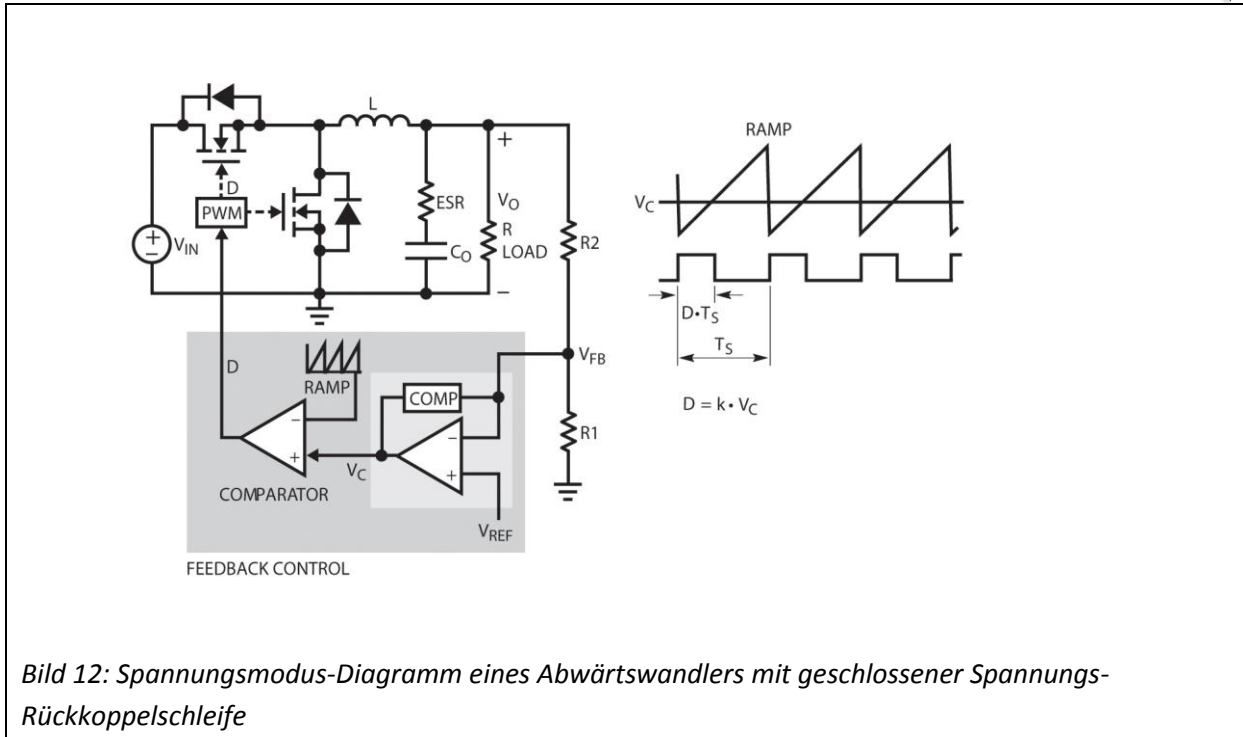


Bild 12: Spannungsmodus-Diagramm eines Abwärtswandlers mit geschlossener Spannungsrückkopplenschleife

Um einen PWM-Wandler im Spannungsmodus zu optimieren, wie in Bild 13 dargestellt, ist üblicherweise ein kompliziertes Typ-II-Kompensationsnetzwerk nötig, um damit eine schnelle Regelschleife mit ausreichender Phasenmarge zu entwickeln.

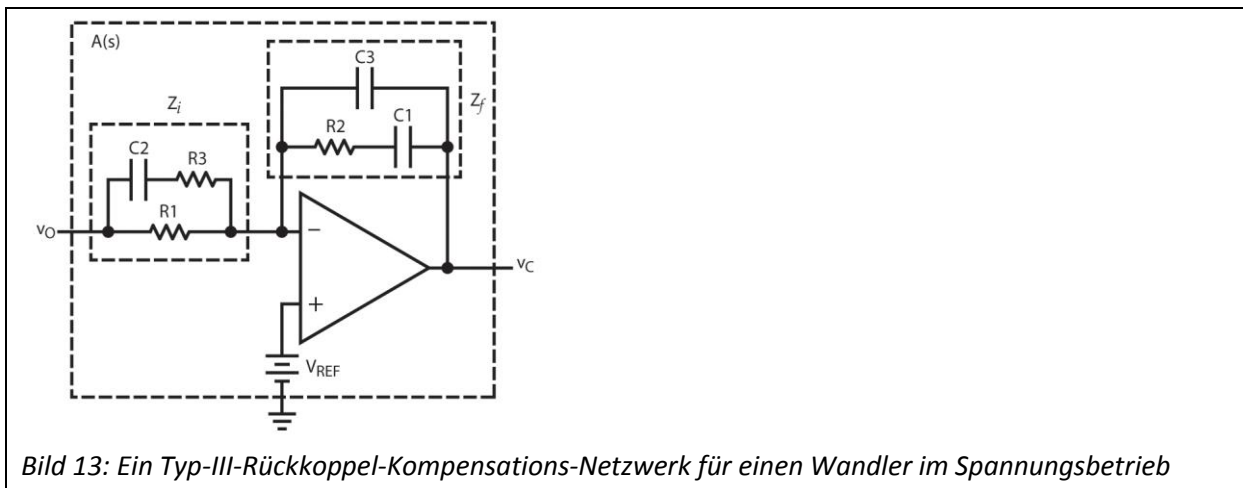


Bild 13: Ein Typ-III-Rückkoppel-Kompensations-Netzwerk für einen Wandler im Spannungsbetrieb

Wie Gleichung 7 und Bild 14 zeigen, hat dieses Kompensationsnetzwerk drei Pole und zwei Nullstellen im Frequenzbereich. Der Integrations-Pol mit kleiner Frequenz ($1/s$) liefert eine große DC-Verstärkung um den DC-Regelungsfehler zu minimieren. Die Doppel-Nullstellen sind um die Systemresonanzfrequenz f_0 herum platziert, um die -180° -Phasenverzögerung zu kompensieren, die von L und C der Leistungsstufe hervorgerufen wird. Der erste Hochfrequenz-Pol ist so platziert, dass er C_{OUT} ESR Null bei f_{ESR} beseitigt und der zweite Hochfrequenz-Pol ist nach der gewünschten Bandbreite f_c platziert, um Schaltrauschen in der Rückkopplenschleife zu dämpfen. Die Typ-III-Kompensation ist ziemlich kompliziert, da sie sechs R/C-Werte benötigt. Es ist eine zeitraubende Aufgabe, die optimale Kombination dieser Werte heraus zu finden.

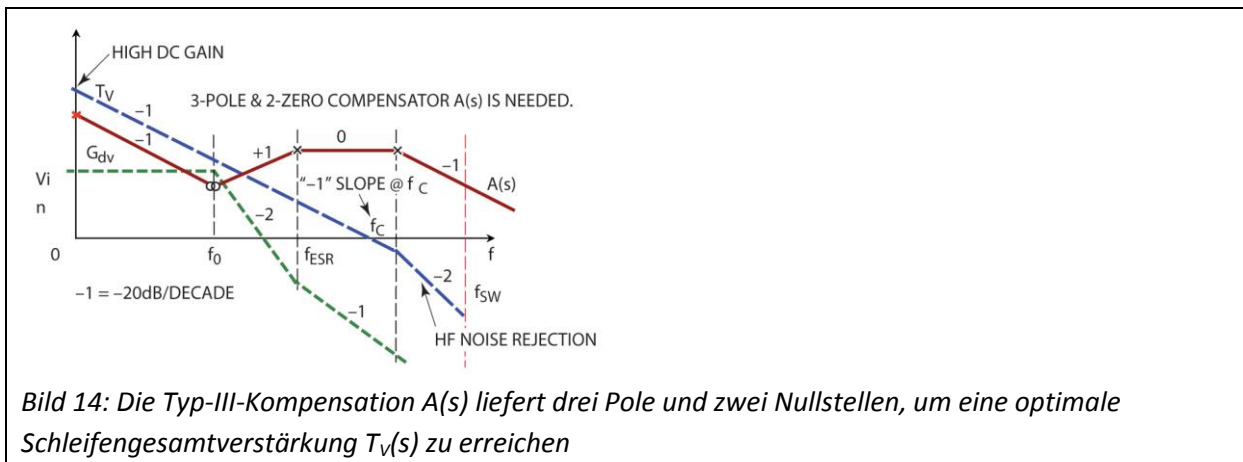
$$\frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_0} = - \frac{\omega_1 \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z2}}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_{P1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{P2}}\right)} \quad (7)$$

Wobei gilt:

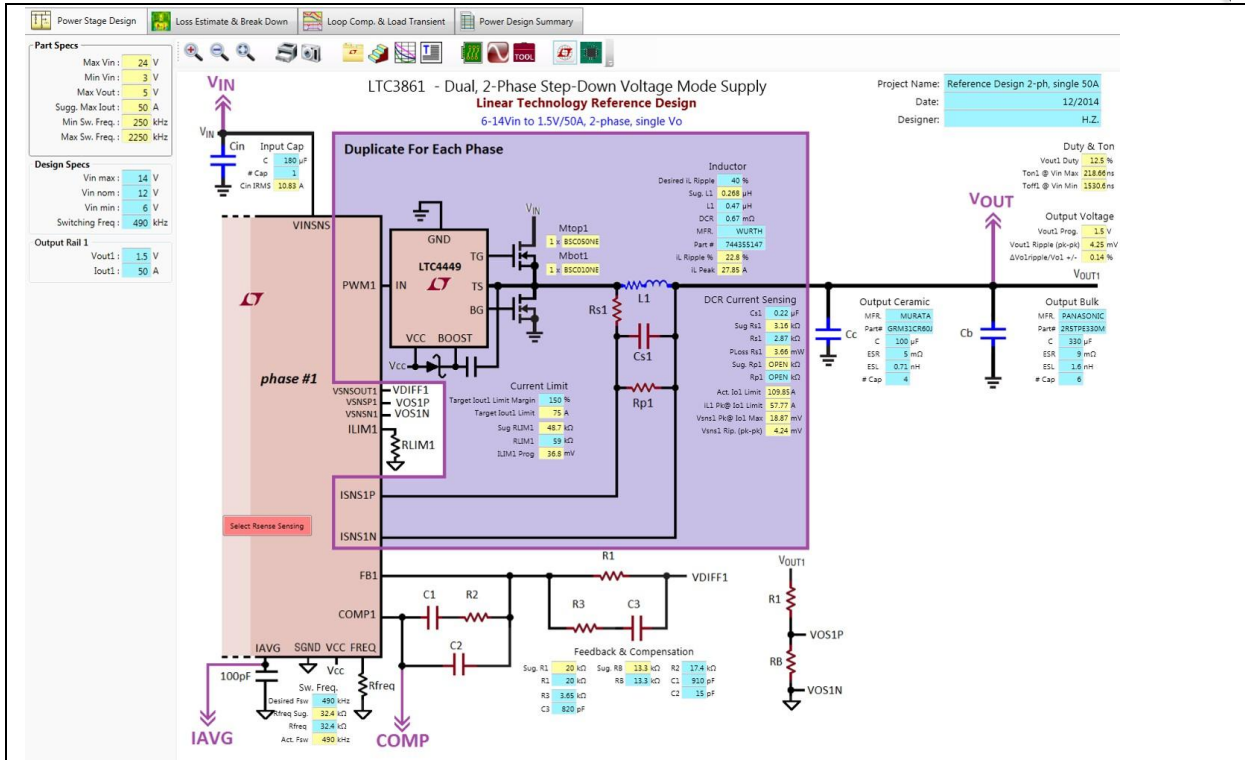
$$\omega_1 = \frac{1}{R_1(C_1 + C_3)},$$

$$\omega_{Z1} = \frac{1}{R_2 C_1}, \quad \omega_{Z2} = \frac{1}{C_2(R_1 + R_3)},$$

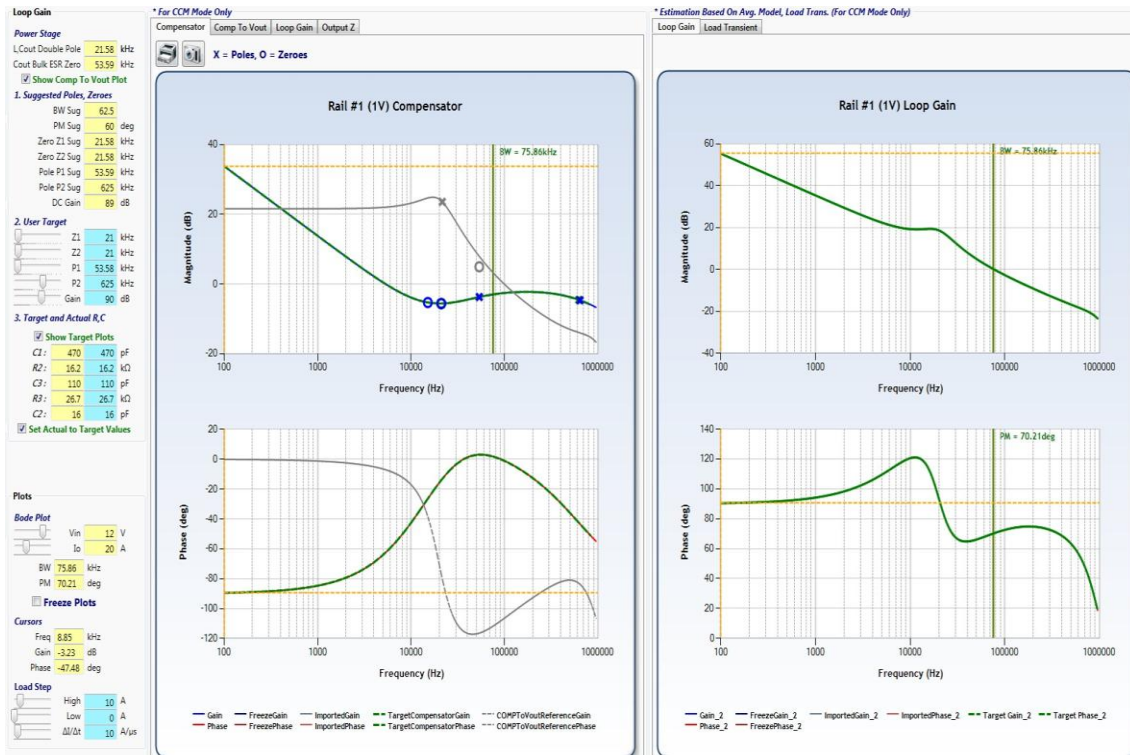
$$\omega_{P1} = \frac{1}{R_3 C_2}, \quad \omega_{P2} = \frac{1}{R_2 \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3}} \quad (7a)$$



Um die Entwicklung des Schaltnetzteils zu vereinfachen und zu automatisieren, wurde das Entwicklungswerkzeug LTpowerCAD kreiert. Dieses Werkzeug macht die Schleifenkompensierung zu einer wesentlich einfacheren Aufgabe. LTpowerCAD ist ein Entwicklungswerkzeug, das kostenfrei von der Webseite www.linear.com/LTpowerCAD herunter geladen werden kann. Es hilft dem Anwender bei der Auswahl seiner Stromversorgungslösung, der Entwicklung der Komponenten für die Leistungsstufe und beim optimieren des Wirkungsgrads der Stromversorgung und Schleifenkompensation. Wie im Beispiel von Bild 15 zu sehen ist, werden für einen vorgegebenen Spannungsmodus-Controller, wie den LTC3861, seine Schleifenparameter in dem Entwicklungswerkzeug modelliert. Für eine vorgegebene Leistungsstufe können die Anwender die Pol- und Nullstellenorte /Frequenzen) platzieren und dann den Programmanleitungen folgen, um reale R/C-Werte einzufügen und die gesamte Schleifenverstärkung und das Verhalten der Last in Echtzeit zu überprüfen. Danach kann das Design auch in eine LTspice-Simulationsschaltung exportiert werden, um in Echtzeit simuliert zu werden.



(a)



(b)

Bild 15: Das Entwicklungswerkzeug LTpowerCAD vereinfacht die Entwicklung einer Typ-II-Schleife für Wandler im Spannungsmodus: (a) die LTpowerCAD-Seite für die Entwicklung der Leistungsstufe; (b) die LTpowerCAD-Seiten für die Entwicklung der Schleifenkompensation und Lasttransienten. (Freier Download von www.linear.com/LTpowerCAD)

Hinzufügen einer Stromschleife für die Strommodusregelung

Die einfache Schleifensteuerung im Spannungsmodus hat mehrere Einschränkungen. Sie erfordert ein ziemlich kompliziertes Typ-III-Kompensierungsnetzwerk. Das Schleifenverhalten kann signifikant mit den Parametern und parasitären Effekte der Ausgangskondensatoren variieren, besonders mit der Impedanz der Kondensator-ESR und den Leiterbahnen auf der Baugruppe. Eine zuverlässige Stromversorgung benötigt auch eine schnelle Schutzfunktion vor Überstrom, die wiederum eine schnelle Stromfühlmethode und schnelle Schutzkomparatoren haben muss. Für Hochstromanwendungen, die das Parallelschalten mehrerer Phasen erfordern, ist ein zusätzliches Stromverteilungs-Netzwerk/Schleife nötig.

Das Hinzufügen eines internen Stromfühlpfades und einer Rückkoppelschleife zum Wandler im Spannungsmodus macht aus ihm einen Wandler im Strommodus. Die Bilder 16 und 17 zeigen einen typischen Abwärtswandler im Spitzenstrommodus und wie er arbeitet. Der interne Takt schaltet den Regel-FET auf der Strom führenden Seite (topside) ein. Danach, sobald das gemessene Spitzenstromsignal die ITH-Pin-Spannung V_C des Verstärkers erreicht, wird der Top-FET wieder ausgeschaltet. Konzeptuell macht die Stromschleife die Spule zu einer geregelten Stromquelle. Deshalb wird die Leistungsstufe mit geschlossener Stromschleife zu einem System 1. Ordnung anstatt zu einem System 2. Ordnung mit L/C-Resonanz.

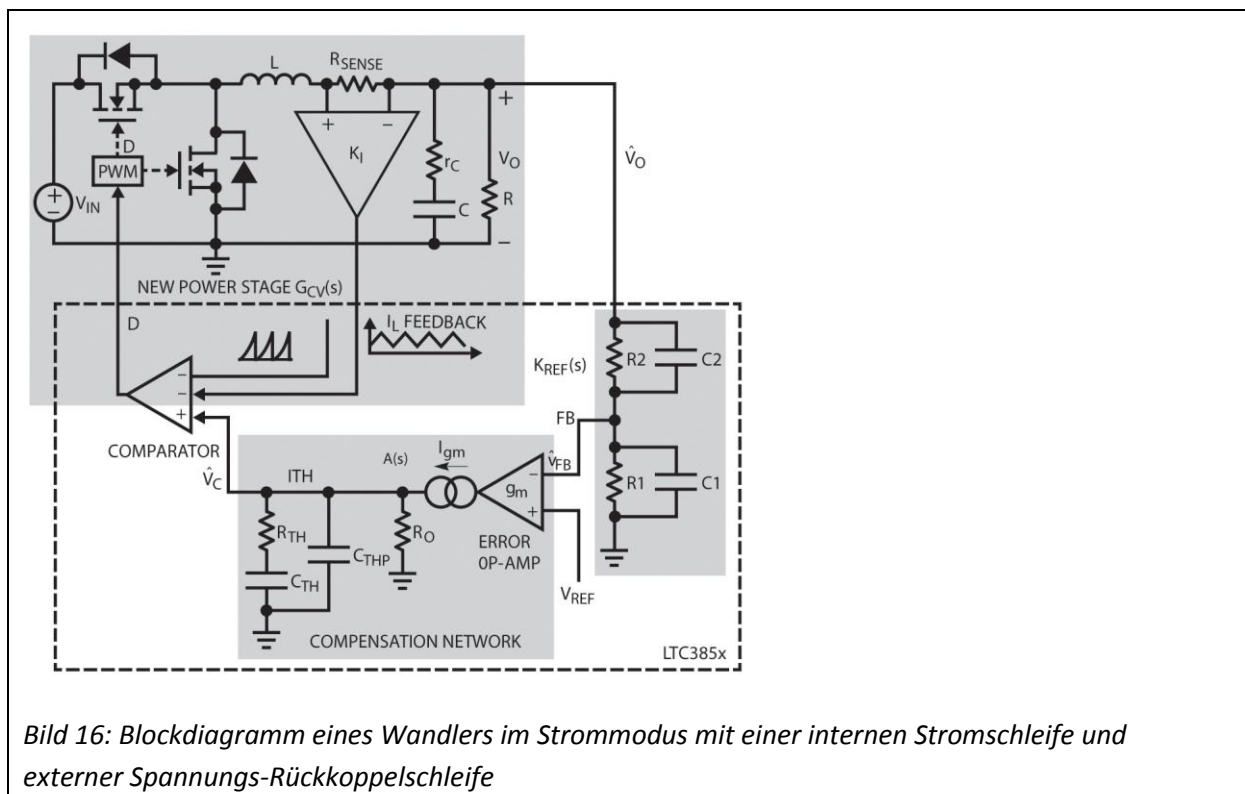
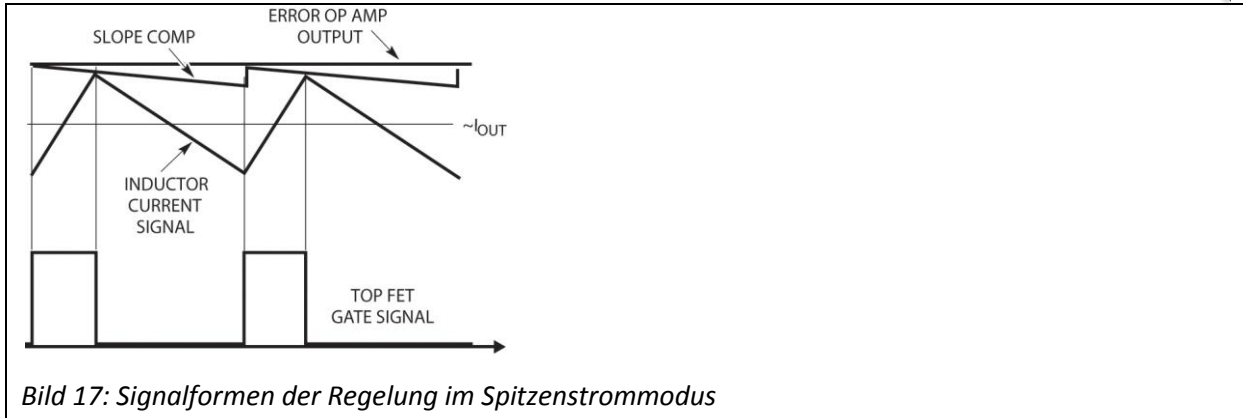
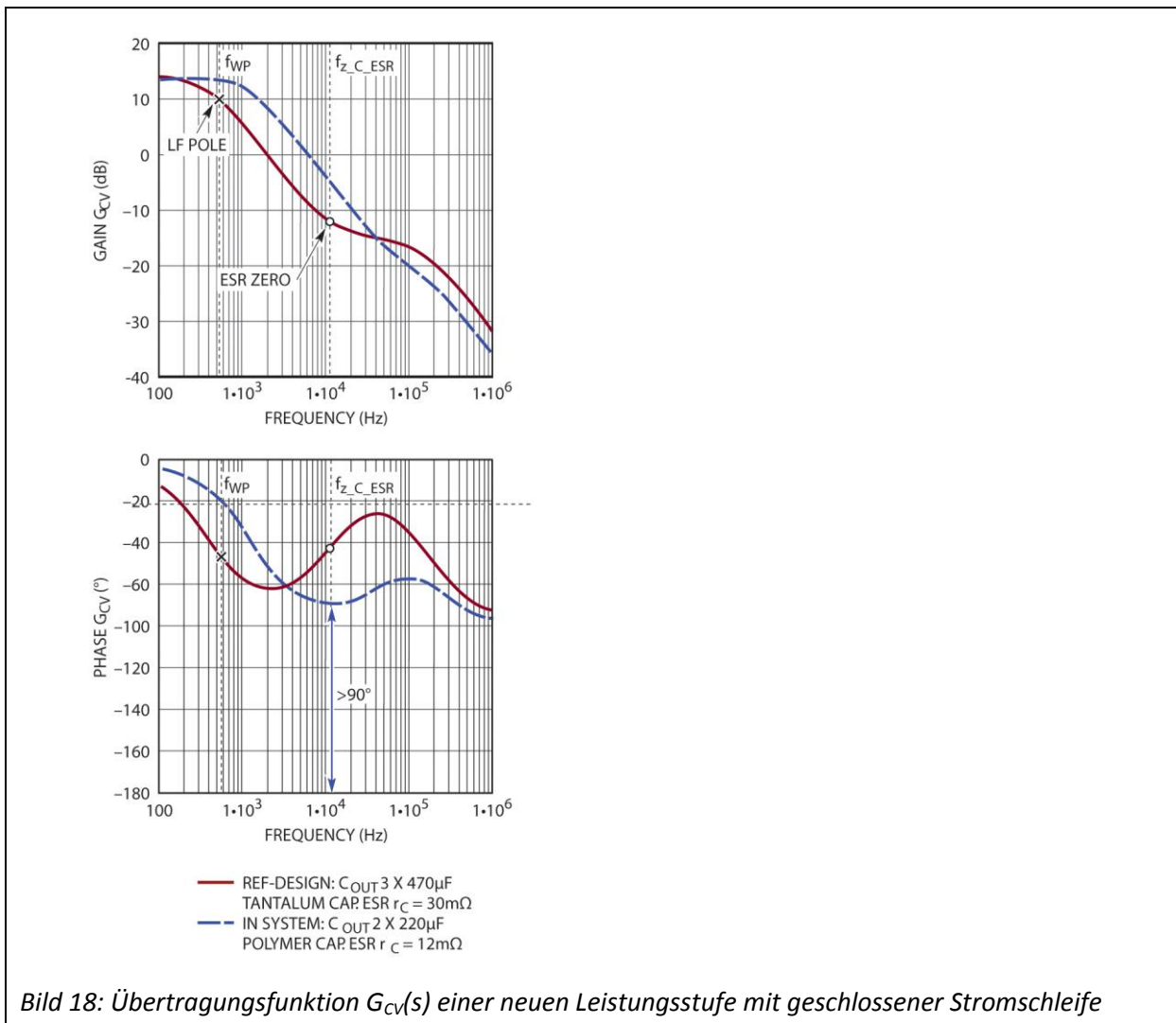


Bild 16: Blockdiagramm eines Wändlers im Strommodus mit einer internen Stromschleife und externer Spannungs-Rückkoppelschleife



Als Ergebnis reduziert sich die Phasenverzögerung die von den Polen der Leistungsstufe hervorgerufen wird von 180° auf nur mehr rund 90° . Eine geringere Phasenverzögerung vereinfacht die Kompensierung der äußeren Spannungsschleife wesentlich. Auch wird die Stromversorgung dadurch weniger empfindlich auf Variationen der Ausgangskondensatoren oder Induktivität, wie in Bild 18 zu sehen.



Das Spulenstromsignal kann direkt mit einem zusätzlichen Widerstand R_{SENSE} gemessen werden, oder indirekt über die Spulenwindung DCR oder den FET $R_{DS(ON)}$. Alle diese Methoden bieten mehrere

weitere wichtige Vorteile der Regelung im Strommodus. Wie in Bild 17 dargestellt, hat das System eine exaktere und schnellere Strombegrenzung unter Überlast oder der Sättigung des Spulenstroms, da der Spulenstrom von Zyklus zu Zyklus gemessen und von der Ausgangsspannung des Verstärkers begrenzt wird. Der Einschaltspulenstrom wird während des Einschaltens oder bei Eingangsspannungsspitzen ebenfalls genau geregelt. Wenn mehrere Wandler/Phasen bei der Strommodusregelung parallel geschaltet werden, ist es sehr einfach, den Strom auf die einzelnen Stromversorgungen zu verteilen, indem man die ITH-Pins des Verstärkers miteinander verbindet, um ein zuverlässiges PolyPhase-Design zu realisieren. Typische Controller mit Strommodus sind zum Beispiel die Bausteine LTC3851A, LTC3833 und LTC3855 etc.

Vergleich der Regelung mit Spitzenstrom und im Stromtal

Die in den Bildern 16 und 17 dargestellte Strommodusregelung ist die Regelungsmethode mit dem Spitzenspulenstrom. Der Wandler arbeitet mit einer festen Schaltfrequenz f_{sw} , was die Taktsynchronisierung und das Phasenmultiplexen besonders bei parallel geschalteten Wandlern vereinfacht. Wenn die Spannungsspitze bei der Aufwärtswandlung an der Last jedoch gerade dann auftritt, wenn das Gate des Regel-FET ausgeschaltet ist, muss der Wandler die Auszeit T_{OFF} des FET bis zum nächsten Taktzyklus abwarten, um auf diese Spannungsspitze zu reagieren. Diese Verzögerung um T_{OFF} ist normalerweise kein Problem aber sie wirkt sich bei einem wirklich schnellen transienten System aus. Nebenbei bemerkt, die minimale Einzeit (T_{ON_min}) kann auch nicht wirklich kurz sein, da die Stromkomparatoren einige Zeit zum Unterdrücken von Rauschen benötigen, um falsches Triggern zu vermeiden. Dies begrenzt die maximale Schaltfrequenz f_{sw} in Applikationen mit großen Abwärtswandlungsverhältnissen V_{IN}/V_{OUT} . Zusätzlich erfordert die Regelung im Strommodus auch eine gewisse Flankenkompensation, um die Stromschleife stabil zu halten, wenn der Arbeitstakt über 50 Prozent liegt. Dies ist jedoch kein Problem für die Controller von Linear Technology, die üblicherweise eine eingebaute adaptive Flankenkompensation besitzen, um die Stabilität der Stromschleife über den vollen Arbeitstakt sicherzustellen. Die Bausteine LTC3851A und LTC3855 sind typische Strommodus-Controller.

Strommodus-Controller, die das so genannte „Stromtal“ nutzen, generieren eine kontrollierte Einzeit des FETs und warten, bis der Spulenstrom seine untere Spannungsbegrenzung (V_{ITH}) erreicht, um den Regel-FET wieder einzuschalten. Deshalb kann die Stromversorgung während der T_{OFF} -Zeit des Regel-FETs auf Lasttransienten bei der Aufwärtswandlung reagieren. Nebenbei bemerkt, da die Einzeit fest ist, kann die T_{ON_min} des Regel-FETs kürzer sein als bei der Regelung mit dem Spitzenspulenstrom, um eine höhere f_{sw} für Anwendungen mit großen Abwärtswandlungsverhältnissen zu erlauben. Die Regelung mit dem „Talstrom“ benötigt auch keine zusätzliche Flankenkompensierung zur Stabilisierung der Stromschleife. Da es jedoch erlaubt ist, dass die Schaltperiode T_s variiert, kann die Signalform des Schaltknotens bei der Regelung mit dem unteren Spannungslimit auf dem Oszilloskop „zittriger“ erscheinen. Die Bausteine LTC3833 und LTC3838 sind typische Vertreter von Controllern mit Talstrommodus.

Modellieren einer neuartigen Leistungsstufe mit geschlossener Stromschleife

Bild 19 zeigt ein vereinfachtes Modell 1. Ordnung der Leistungsstufe des Abwärtswandlers mit innerer Stromschleife, einfach indem die Spule als Stromquelle benutzt wird, die von der Spannung des ITH-Pins v_C des Verstärkers gesteuert wird.

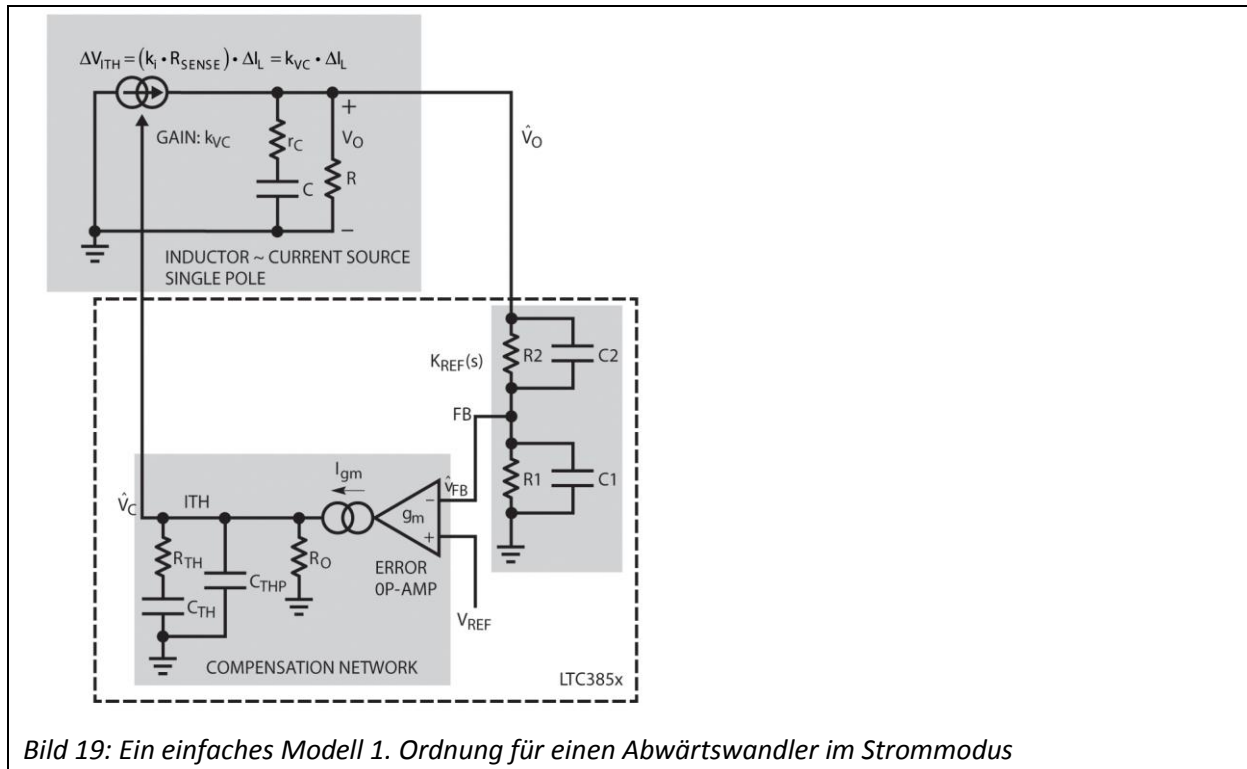


Bild 19: Ein einfaches Modell 1. Ordnung für einen Abwärtswandler im Strommodus

Eine ähnliche Methode kann auch für andere Topologien mit Regelungsmethoden im Spulenstrommodus verwendet werden. Wie gut ist dieses einfache Modell? Bild 20 zeigt den Vergleich zwischen den Übertragungsfunktionen $G_{CV}(s) = v_{OUT}/v_C$ des Modells 1. Ordnung und einem komplizierteren, dafür aber genaueren Modell. Dieses ist hier für einen Abwärtswandler im Strommodus, der mit 500 kHz Schaltfrequenz läuft. In diesem Beispiel ist das Modell 1. Ordnung genau bis zu 10 kHz, $\sim 1/50$ der Schaltfrequenz f_{sw} . Darüber ist der Phasenausdruck des Modells 1. Ordnung nicht mehr exakt. Deshalb eignet sich dieses vereinfachte Modell auch nur für Designs mit geringer Bandbreite.

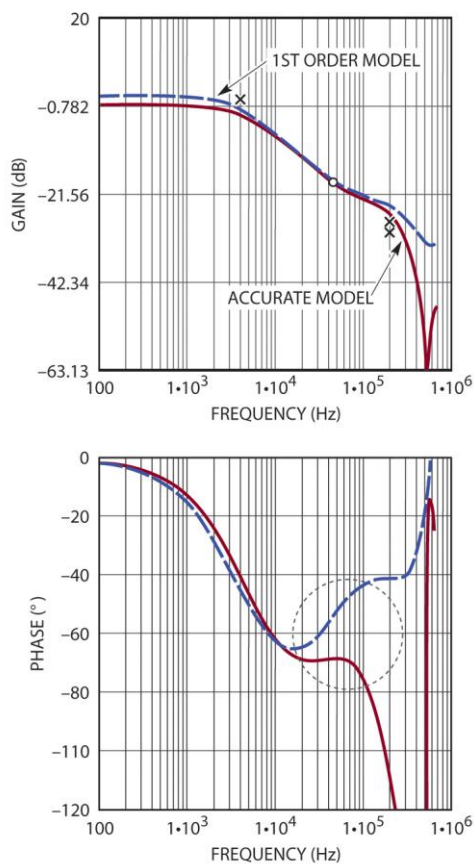


Bild 20: Vergleich von $G_{CV}(s)$ zwischen dem Modell 1. Ordnung und dem akkuraten Modell für einen Abwärtswandler im Strommodus

Tatsächlich ist es recht kompliziert ein akkurates Kleinsignalmodell für den vollen Frequenzbereich für einen Wandler im Strommodus zu entwickeln. Das Strommodusmodell von R. Ridley [3] ist das von den Herstellern von Stromversorgungen am häufigsten eingesetzte und zwar sowohl für die Regelung mit dem Spitzenstrom als auch mit dem „Talstrom“. Erst kürzlich entwickelte Jian Li ein intuitiveres Schaltungsmodell [4] für die Regelung im Strommodus, das auch für andere Regelmethode mit Strommodus eingesetzt werden kann. Um es zu vereinfachen, implementiert das Entwicklungswerkzeug LTpowerCAD diese akkuraten Modelle, so dass selbst ein völlig unerfahrener Anwender damit einfach eine Stromversorgung mit Strommodus entwickeln kann, ohne große Kenntnis der Modelle von Ridley oder Jian Li.

Entwicklung der Schleifenkompensation eines Strommodus-Wandlers

In den beiden Bildern 16 und 21 wird die Leistungsstufe mit geschlossener Stromschleife $G_{CV}(s)$ durch die Auswahl der Komponenten für die Leistungsstufe bestimmt, die hauptsächlich von den DC-Spezifikationen/Leistungsdaten der Stromversorgung bestimmt sind. Die Verstärkung der äußeren Spannungsschleife $T(s) = G_{CV}(s) \cdot A(s) \cdot K_{REF}(s)$ ist deshalb durch die Spannungsrückkoppelstufe $K_{REF}(s)$ und die Kompensationsstufe $A(s)$ festgelegt. Das Design dieser beiden Stufen ist hauptverantwortlich für die Stabilität und das Einschwingverhalten der Stromversorgung.

Im Allgemeinen wird die Leistung der geschlossenen Spannungsschleife $T(s)$ mit zwei wichtigen Werten evaluiert: der Schleifenbandbreite und der Marge der Schleifenstabilität. Die Schleifenbandbreite ist quantifiziert mit der Überschneidungsfrequenz f_c , bei der die Schleifenverstärkung $T(s)$ gleich 1 ist (0 db). Die Marge der Schleifenstabilität ist typischerweise durch die Phasenmarge oder Verstärkungsmarge quantifiziert. Die Marge der Schleifenphase ϕ_m ist definiert als die Differenz zwischen der gesamten Phasenverzögerung $T(s)$ und -180° bei der Überschneidungsfrequenz. Eine minimale Phasenmarge mit 45° oder 60° ist normalerweise nötig, um die Stabilität zu sichern. Um in einer Strommodus-Regelung das Schaltrauschen in der Stromschleife zu dämpfen, ist die Marge der Schleifenverstärkung als die Dämpfung bei $\frac{1}{2} \cdot f_{sw}$ definiert. Ganz allgemein ist eine Mindestdämpfung von 8 dB (- 8 dB Schleifenverstärkung) bei $\frac{1}{2} \cdot f_{sw}$ erwünscht.

Wahl der gewünschten Überschneidungsfrequenz f_c der Spannungsschleife

Größere Bandbreiten helfen, ein schnelleres Einschwingverhalten zu erzielen. Eine erhöhte Bandbreite reduziert jedoch normalerweise die Stabilitätsmarge und macht die Regelschleife empfindlicher für Schaltrauschen. Eine optimale Entwicklung erzielt üblicherweise einen guten Kompromiss zwischen der Bandbreite (Einschwingverhalten) und der Stabilitätsmarge. Tatsächlich ruft die Strommodusregelung, durch den Abtasteffekt des Stromsignals bei $\frac{1}{2} \cdot f_{sw}$ [3], auch ein Paar von Doppelpolen ω_n hervor. Diese Doppelpole erzeugen eine unerwünschte Phasenverzögerung um $\frac{1}{2} \cdot f_{sw}$ herum. Um generell eine ausreichende Phasenmarge und Dämpfung des Rauschens auf der Leiterplatte (PCB noise) zu erreichen, wird die Überschneidungsfrequenz so gewählt, dass sie bei weniger als $1/10 - 1/6$ der Phasenschaltfrequenz f_{sw} liegt.

$$f_c \leq \frac{f_{sw}}{6} \quad (8)$$

Entwickeln des Rückkoppel-Teilernetzwerks $K_{ref}(s)$ mit R_1 , R_2 , C_1 und C_2

In Bild 16 ist die DC-Verstärkung K_{REF} von $K_{ref}(s)$ das Verhältnis der internen Referenzspannung V_{REF} und der gewünschten DC-Ausgangsspannung V_o . Die Widerstände R_1 und R_2 werden verwendet, um die gewünschte DC-Ausgangsspannung einzustellen.

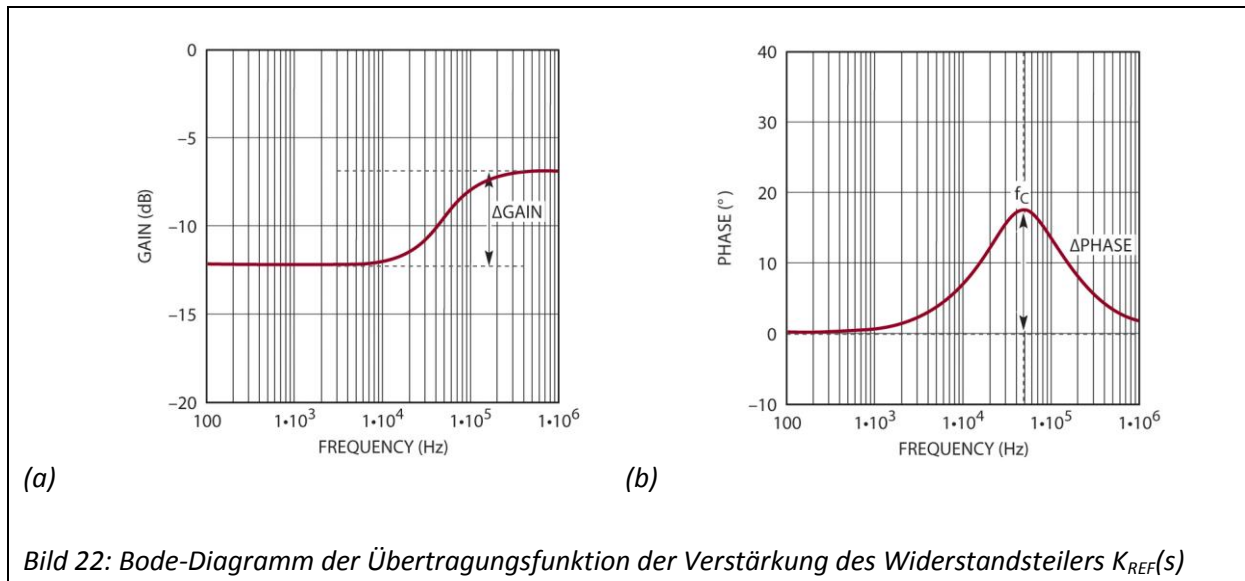
$$R_1 = \frac{K_{REF} \cdot R_2}{1 - K_{REF}} \quad (9)$$

Wobei gilt

$$K_{REF} = \frac{V_{REF}}{V_o} \quad (10)$$

Der optionale Kondensator C_2 kann hinzugefügt werden, um die dynamische Antwort der Rückkopplerschleife zu verbessern. Konzeptuell liefert C_2 bei hohen Frequenzen einen Vorwärts-Pfad mit geringer Impedanz für das AC-Ausgangsspannungssignal und beschleunigt damit das Einschwingverhalten. Deshalb kann auch der optionale Kondensator C_1 hinzugefügt werden, um das

Schaltrauschen zu reduzieren. Wie aus Gleichung 11 ersichtlich, hat die Übertragungsfunktion des Widerstandsteilers $K_{REF}(s)$ mit C_1 und C_2 keine Nullstelle und nur eine Polstelle. Bild 22 zeigt das Bode-Diagramm von $K_{REF}(s)$.



Durch entwickeln von $f_{z_ref} < f_{p_ref}$, generieren C_1 und C_2 zusammen mit R_1 und R_2 einen Phasen-Boost in einem Frequenzband, das um f_{CENTER} herum platziert ist, und das mit Gleichung 14 berechnet wird. Wenn f_{CENTER} an der gewünschten Überschneidungsfrequenz f_C platziert ist, liefert $K_{ref}(s)$ eine Phasenvoreilung für die Spannungsschleife und erhöht die Phasenmarge. Auf der anderen Seite, zeigt Bild 22 auch, dass C_1 und C_2 die Teilerverstärkung bei hohen Frequenzen steigern. Dies ist unerwünscht, weil eine Verstärkungssteigerung bei hohen Frequenzen die Regelschleife empfindlich für Schaltrauschen macht. Die Steigerung der Verstärkung bei hohen Frequenzen durch C_1 und C_2 wird durch die Gleichung 15 beschrieben.

$$K_{REF}(s) = \frac{V_{FB}}{V_o} = K_{REF} \cdot \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{z_ref}}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{p_ref}}} \quad (11)$$

Wobei gilt:

$$f_{z_ref} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (12)$$

und

$$f_{p_ref} = \frac{1}{K_{REF}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot (C_1 + C_2)} \quad (13)$$

$$f_{\text{CENTER}} = \sqrt{f_{z_ref} \cdot f_{p_ref}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot R_2} \cdot \sqrt{\frac{1}{K_{\text{REF}} \cdot C_2 \cdot (C_1 + C_2)}} = f_c \quad (14)$$

$$\Delta\text{Gain}_{\text{HF(dB)}} = 20 \cdot \log\left(\frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{1}{K_{\text{REF}}}\right) \quad (15)$$

Bei gegebenen Werten von C_1 und C_2 ist die geänderte Phase φ_{REF} des Widerstandsteiler-Netzwerks mit Gleichung 16 zu berechnen. Ferner ist der maximal mögliche Phasen-Boost durch Gleichung 17 gegeben, für $C_2 \gg C_1$. Wie gezeigt, wird der maximale Phasen-Boost $\varphi_{\text{REF_max}}$ vom Teilverhältnis $K_{\text{REF}} = V_{\text{REF}}/V_O$ bestimmt. Da V_{REF} für einen gegebenen Controller festliegt, kann ein größerer Phasen-Boost mit einer höheren Ausgangsspannung V_O erzielt werden.

$$\varphi_{\text{REF}} = 2 \cdot \text{tg}^{-1}\left(\sqrt{\frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{1}{K_{\text{REF}}}}\right) - 90 \quad (16)$$

$$\varphi_{\text{REF}} = 2 \cdot \text{tg}^{-1}\left(\sqrt{\frac{1}{K_{\text{REF}}}}\right) - 90 \quad (17)$$

Die Auswahl von φ_{REF} , C_1 und C_2 sind ein Kompromiss zwischen dem gewünschten Phasen-Boost und der unerwünschten Steigerung der Verstärkung bei hohen Frequenzen. Die Schleifenverstärkung insgesamt muss später auf optimierte Werte überprüft werden.

Entwickeln eines Typ-II-Kompensationsnetzwerks für den Spannungsschleifen-ITH-Fehlerverstärker

Die ITH-Kompensierung $A(s)$ ist am kritischsten in der Entwicklung der Schleifenkompensierung, weil sie die DC-Verstärkung, Überschneidungsfrequenz (Bandbreite) und die Margen von Phase/Verstärkung der Spannungsschleife der Stromversorgung bestimmt. Für den Ausgang einer Stromquelle, einem Transkonduktanzverstärker g_m , ist dessen Übertragungsfunktion $A(s)$ mit Gleichung 18 gegeben.

$$A(s) = \frac{v_{\text{ith}}(s)}{v_{\text{FB}}(s)} = g_m \cdot Z_{\text{ith}}(s) \quad (18)$$

Wobei g_m die Verstärkung des Transkonduktanzfehlerverstärkers ist. $Z_{\text{ith}}(s)$ ist die Impedanz des Kompensationsnetzwerks am Verstärkerausgangs-Pin ITH.

Aus dem Blockdiagramm der Regelung in Bild 21 kann der Regelungsfehler der Spannungsschleife wie folgt quantifiziert werden:

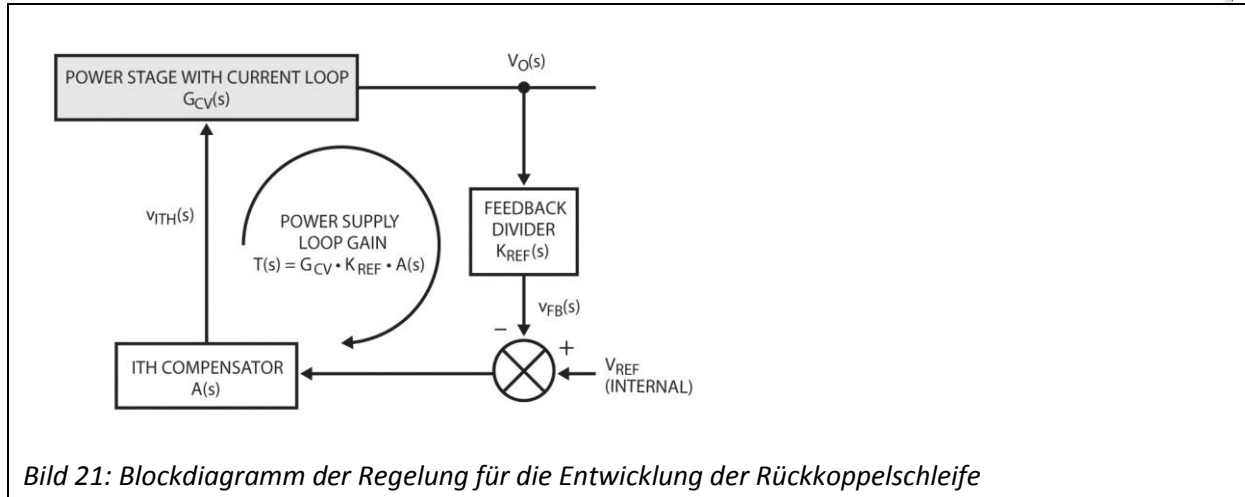


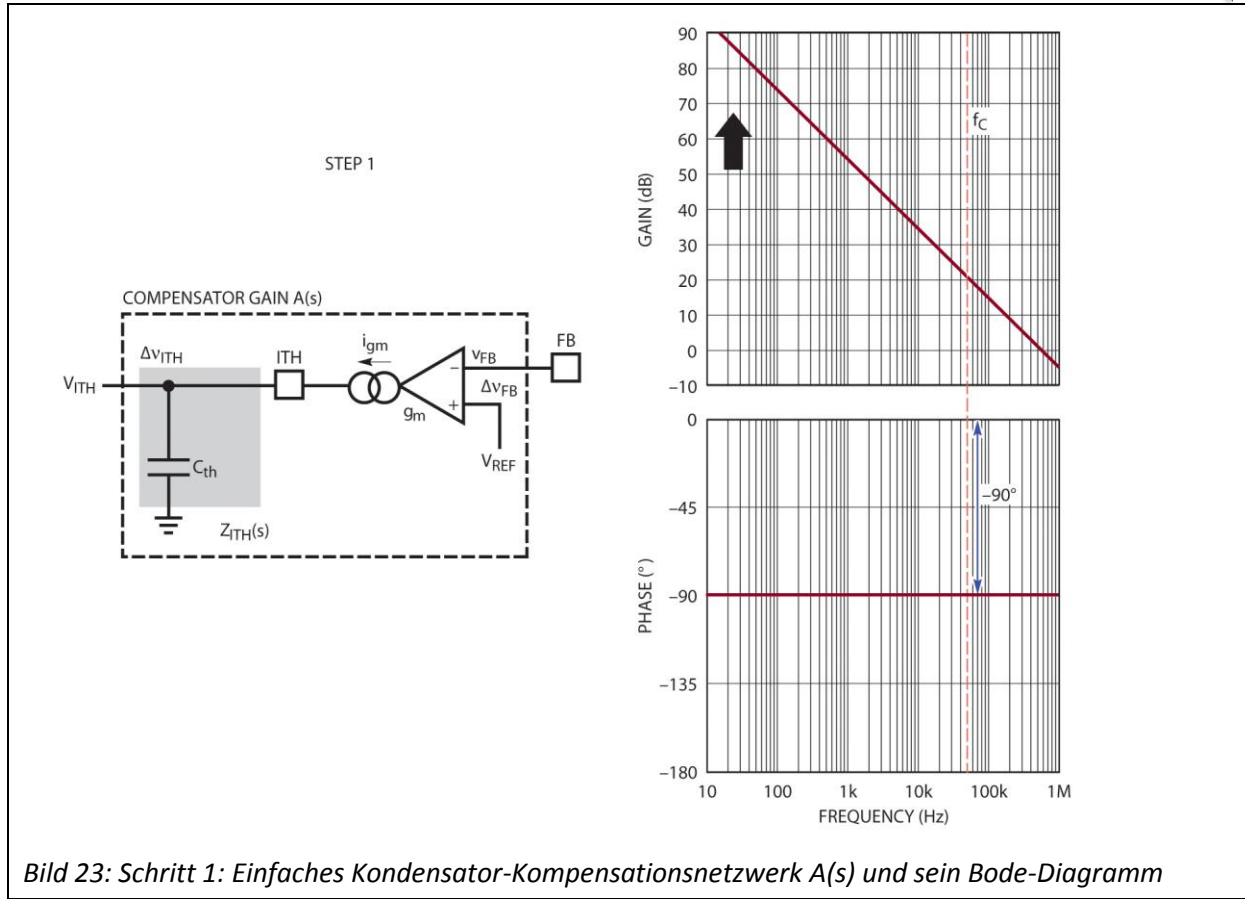
Bild 21: Blockdiagramm der Regelung für die Entwicklung der Rückkoppelschleife

$$\frac{\text{Error}}{V_o} = \frac{V_{REF} - V_{FB}}{V_{REF}} = \frac{1}{[A(s) \cdot G_{CV}(s)]_{s=j2\pi f}} \quad (19)$$

Deshalb ist eine große DC-Verstärkung von $A(s)$ besonders wünschenswert, um den DC-Regelungsfehler zu minimieren. Um die DC-Verstärkung von $A(s)$ zu maximieren wird zuerst ein Kondensator C_{th} an den ITH-Pin des Verstärkerausgangs platziert, um ein Integrationsglied zu bilden. In diesem Fall ist die Übertragungsverstärkung von $A(s)$:

$$A(s) = \frac{v_{ith}(s)}{v_{fb}(s)} = \frac{g_m}{C_{th}} \cdot \frac{1}{s} \quad (20)$$

Bild 23 zeigt den schematischen Schaltplan und das Bode-Diagramm von $A(s)$. Wie dargestellt, kriert der Kondensator C_{th} einen Integrationsterm in $A(s)$ mit einer unendlich hohen DC-Verstärkung. Unglücklicherweise kriert C_{th} zusätzlich zu den ursprünglichen -180° negativer Rückkopplung noch weitere -90° Phasenverzögerung. Einschließlich der -90° Phase der Leistungsstufe des Systems 1. Ordnung $G_{CV}(s)$, ist die Phase der Spannungsschleife insgesamt nahe an -360° an der Überschneidungsfrequenz f_c und die Schleife ist damit auch nahe an der Instabilität.



In der Realität ist die Ausgangsimpedanz des Stromquellenverstärkers g_m jedoch kein unendlicher Wert. In Bild 24 ist R_o der interne Ausgangswiderstand des ITH-Pins des Verstärkers g_m . Der R_o der Controller von Linear Technology liegt normalerweise hoch im Bereich von 500 kOhm bis 1 MOhm. Deshalb wird die Übertragungsfunktion des einzelnen Kondensators $A(s)$ zu Gleichung 21. Sie hat eine niederfrequente Polstelle f_{po} , der von $R_o \cdot C_{th}$ bestimmt wird. Deshalb ist die DC-Verstärkung von $A(s)$ tatsächlich $g_m \cdot R_o$. Wie in Bild 24 gezeigt, hat $A(s)$ immer noch eine Phasenverzögerung bei der erwarteten Überschneidungsfrequenz f_{c_exp} .

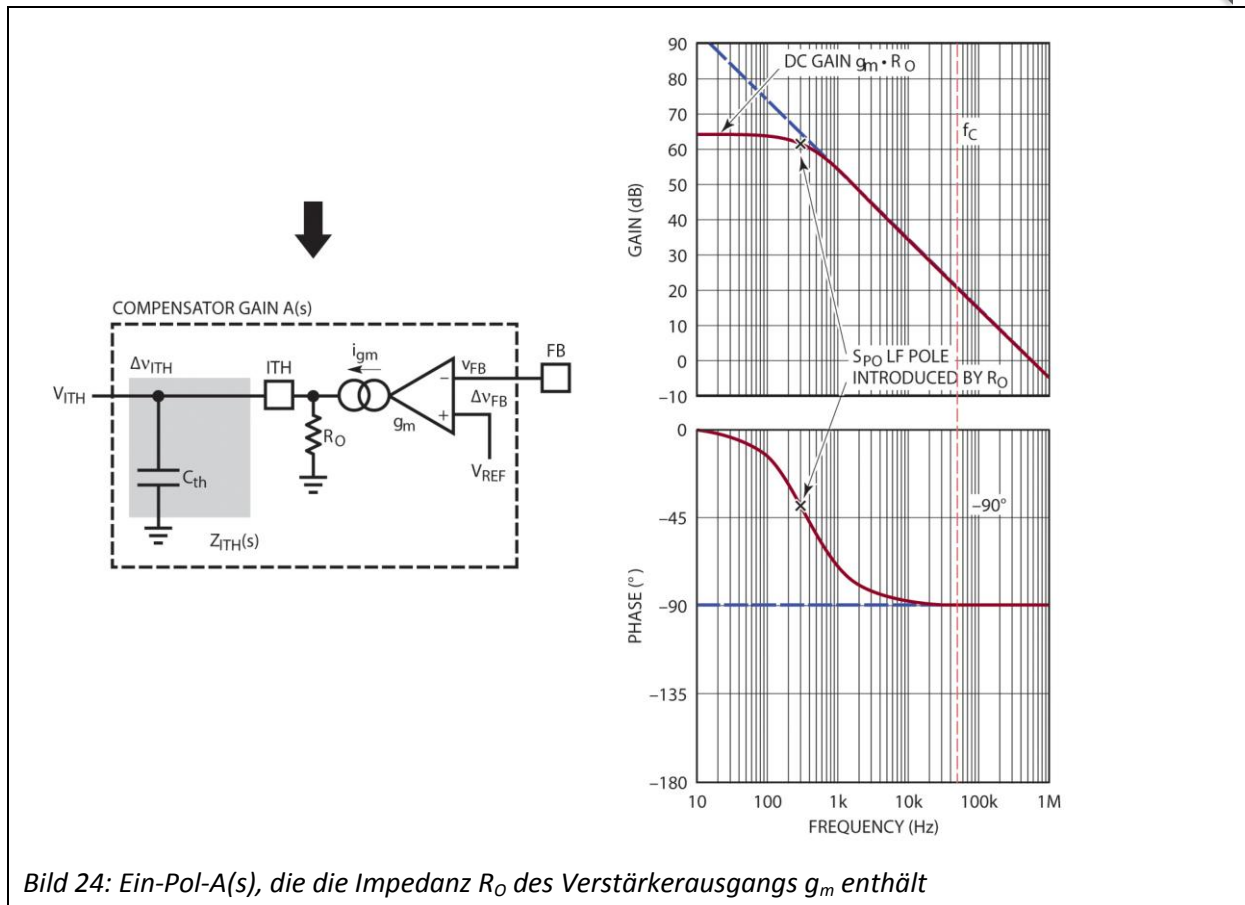


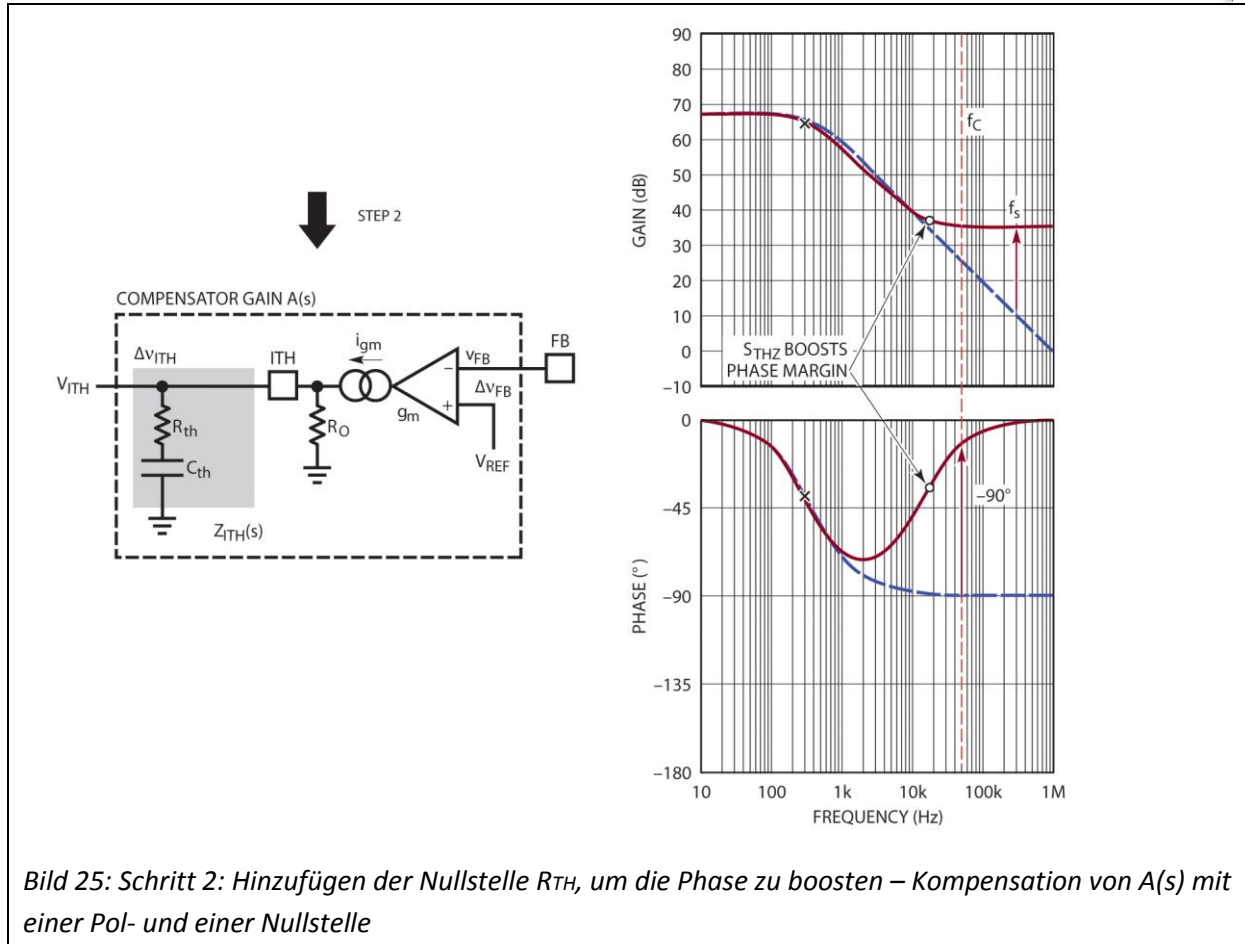
Bild 24: Ein-Pol-A(s), die die Impedanz R_o des Verstärkerausgangs g_m enthält

$$A(s) = \frac{v_{ith}(s)}{v_{FB}(s)} = g_m \cdot R_o \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{s_{po}}} \quad (21)$$

Wobei gilt:

$$s_{po} = \frac{1}{R_o \cdot C_{th}} \quad (22)$$

Um die Phase bei f_c zu erhöhen wird ein Widerstand R_{th} in Reihe mit C_{th} geschaltet, um eine Nullstelle zu kreieren, wie in den Gleichungen 23 und 25 berechnet. Diese Nullstelle trägt bis zu $+90^\circ$ Phasenvoreilung bei. Wie in Bild 25 gezeigt, kann die Phase bei f_c signifikant erhöht werden, wenn die Nullstelle s_{thz} vor der Überschneidungsfrequenz f_c platziert wird.



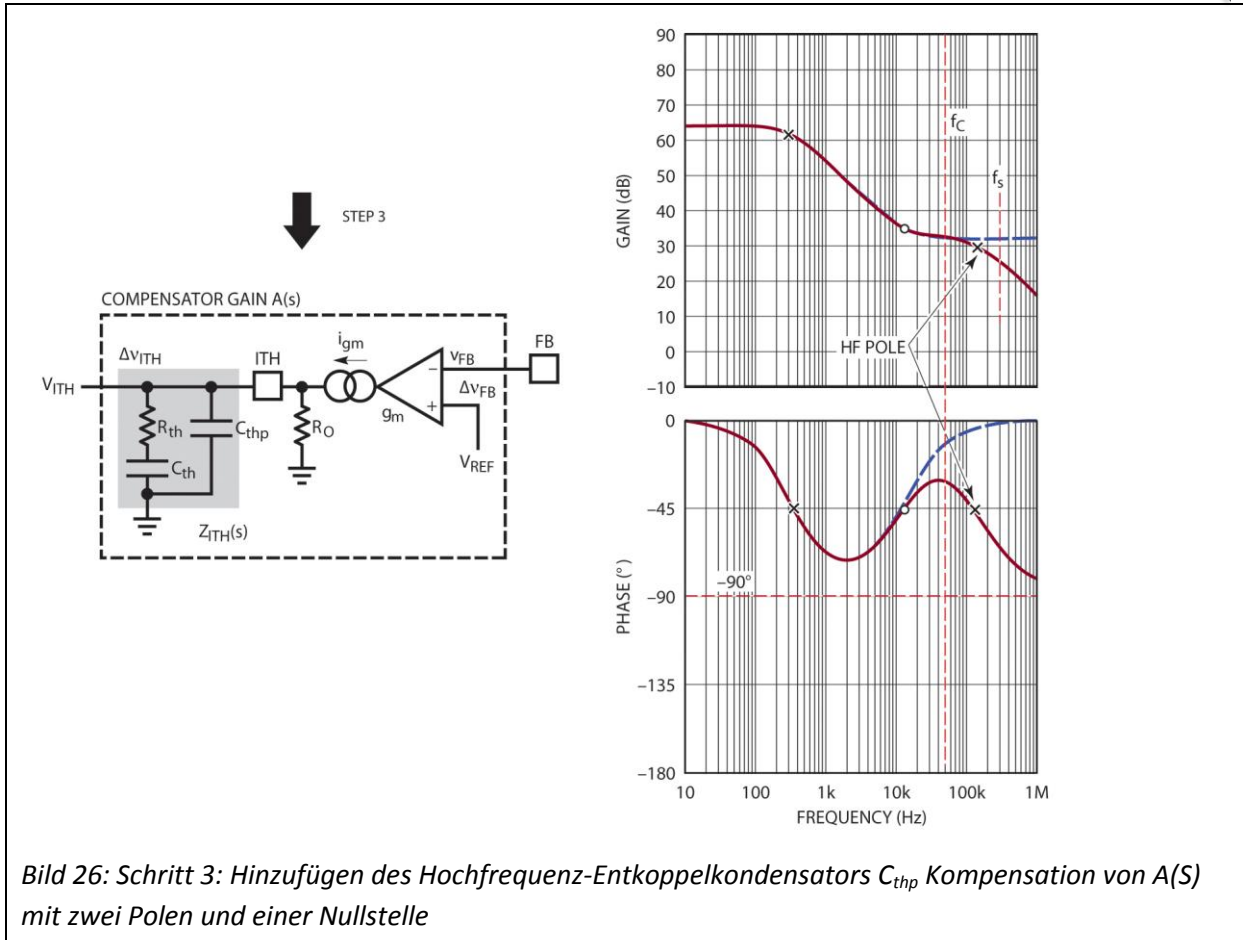
Als Ergebnis wird damit die Marge der Spannungsschleife gesteigert.

$$A(s) = \frac{v_{ith}(s)}{v_{fb}(s)} = g_m \cdot R_o \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_{thz}}}{1 + \frac{s}{s_{po}}} \quad (23)$$

Wobei gilt:

$$s_{thz} = \frac{1}{R_{th} \cdot C_{th}} \quad (24)$$

Unglücklicherweise gibt es einen Nachteil, wenn man die Nullstelle s_{thz} hinzufügt – die Verstärkung von $A(s)$ wird bei hohen Frequenzen weit über f_c hinaus erhöht. So dass das Schaltrauschen wahrscheinlicher in die Regelschleife mit weniger Dämpfung von $A(s)$ bei der Schaltfrequenz eindringt. Um diese Steigerung der Verstärkung zu kompensieren und das PCB-Rauschen zu dämpfen ist es nötig, einen weiteren kleinen Keramikkondensator C_{thp} zwischen den ITH-Pin und die Signalmasse einzufügen, wie in Bild 26 dargestellt. Typischerweise wählt man $C_{thp} \ll C_{th}$. Im Leiterplatten-Layout sollte der Kondensator C_{thp} so nahe wie möglich am ITH-Pin platziert werden. Durch das Hinzufügen von C_{thp} wird die endgültige Kompensationsübertragungsfunktion von den Gleichungen 25 und 26 beschrieben und ihr Bode-Diagramm ist in Bild 26 dargestellt.



C_{thp} generiert einen Hochfrequenz-Pol s_{thp} , der zwischen der Überschneidungsfrequenz f_c und der Schaltfrequenz f_s angesiedelt sein sollte. C_{thp} reduziert die Verstärkung von $A(s)$ bei f_s , kann aber auch die Phase bei f_c verringern. Der Ort von s_{thp} ist ein Kompromiss zwischen der Phasenmarge und der Immunität gegen das PCB-Rauschen der Stromversorgung.

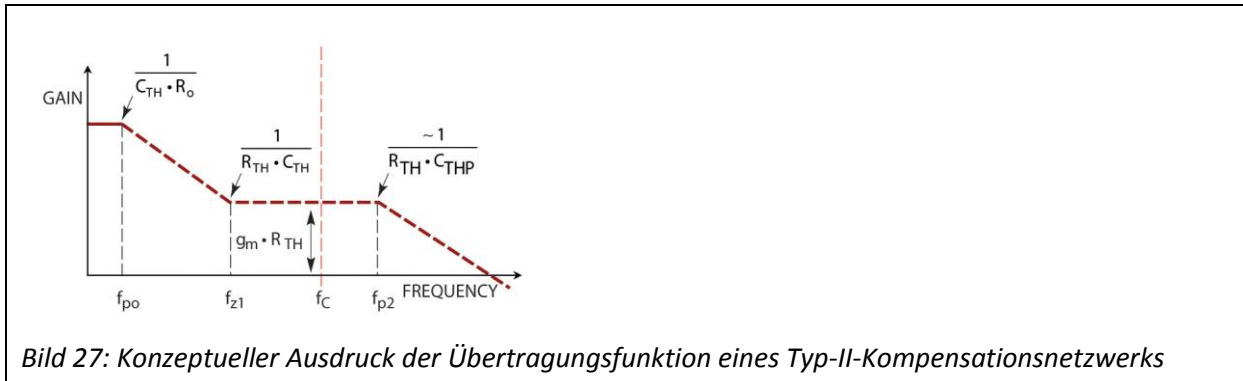
$$A(s) = \frac{v_{ith}(s)}{v_{fb}(s)} = g_m \cdot R_o \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_{thz}}}{\left(1 + \frac{s}{s_{po}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{s_{thp}}\right)} \quad (25)$$

Wobei gilt:

$$s_{thp} = \frac{1}{R_{th} \cdot \frac{C_{th} \cdot C_{thp}}{C_{th} + C_{thp}}} \approx \frac{1}{R_{th} \cdot C_{thp}} \text{ if } C_{thp} \ll C_{th} \quad (26)$$

Da die Leistungsstufe im Strommodus ein quasi einpoliges System darstellt, ist das Kompensationsnetzwerk mit zwei Pol- und einer Nullstelle in Bild 26 generell ausreichend, um die erforderliche Phasenmarge zu liefern.

Dieses Kompensationsnetzwerk mit zwei Polen und einer Nullstelle am ITH-Pin des Verstärkers wird auch als Typ-II-Kompensationsnetzwerk bezeichnet. Zusammengefasst gibt es hier zwei Kondensatoren C_{TH} und C_{THP} und einen Widerstand R_{TH} . Dieses RC-Netzwerk generiert zusammen mit dem Verstärkerausgangswiderstand R_o eine typische Übertragungsfunktion, die in Bild 27 zu sehen ist, mit einer Nullstelle bei f_{z1} und zwei Polen bei f_{p0} and f_{p2} .



Kompensations-RC-Werte, aufgetragen gegen das Einschwingverhalten eines Lastschritts

Die bisherigen Ausführungen erklärten das Verhalten des Typ-II-Kompensationsnetzwerks im Frequenzbereich. In einer Stromversorgung mit geschlossener Regelschleife ist ein wichtiger Leistungsparameter das Unter- (oder Überspringen) der Ausgangsspannung der Stromversorgung während einer Lastschritttransiente (aufwärts oder abwärts), die normalerweise direkt vom Design der Schleifenkompensation beeinflusst wird.

1) Auswirkungen von C_{TH} auf eine Lastschritttransiente. Der C_{TH} beeinflusst den Ort des niederfrequenten Pols f_{p0} und der Nullstelle f_{z1} . Wie in Bild 28 zu erkennen, kann ein kleinerer Wert von C_{TH} die Frequenzverstärkung der Übertragungsfunktion $A(s)$ im unteren bis mittleren Bereich erhöhen. Das Resultat ist, dass dies die Einschwingzeit der Antwort auf die Lasttransiente reduzieren kann, ohne großen Einfluss auf die Amplitude des Über- oder Unterschwingers von V_{OUT} . Andererseits bedeutet ein kleinerer C_{TH} eine höhere Frequenz f_{z1} . Dies kann den Phasen-Boost bei f_{z1} , an der gewünschten Überschneidungsfrequenz f_c , reduzieren.

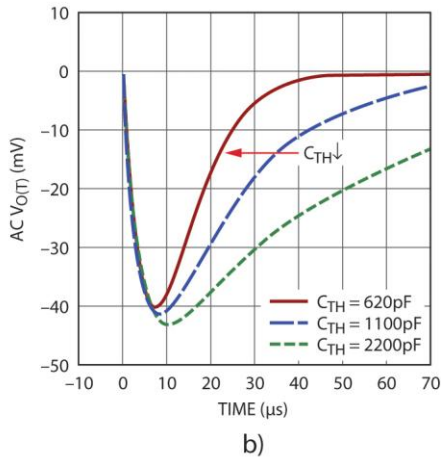
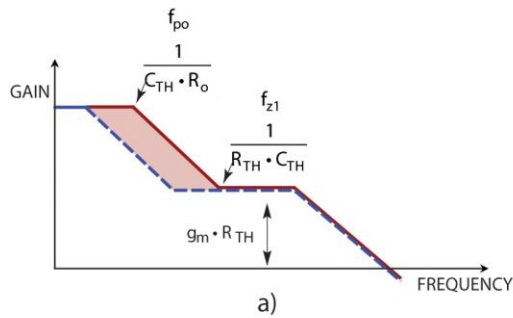


Bild 28: Auswirkungen von C_{TH} auf die Übertragungsfunktion und Lasttransienten

2) Auswirkungen von R_{TH} auf eine Lastschritttransiente. Bild 29 zeigt, dass der R_{TH} den Ort der Nullstelle f_{z1} und des Pols f_{p2} beeinflusst. Aber wesentlich wichtiger, ein größerer R_{TH} steigert die $A(s)$ zwischen f_{z1} und f_{p2} . Als Ergebnis steigert ein größerer Wert von R_{TH} direkt die Bandbreite f_c der Stromversorgung und reduziert die Über-/Unterschwinger von V_{OUT} bei Lasttransienten. Ist R_{TH} jedoch zu groß, kann die Bandbreite f_c der Stromversorgung mit einer nicht mehr ausreichenden Phasenmarge zu hoch werden.

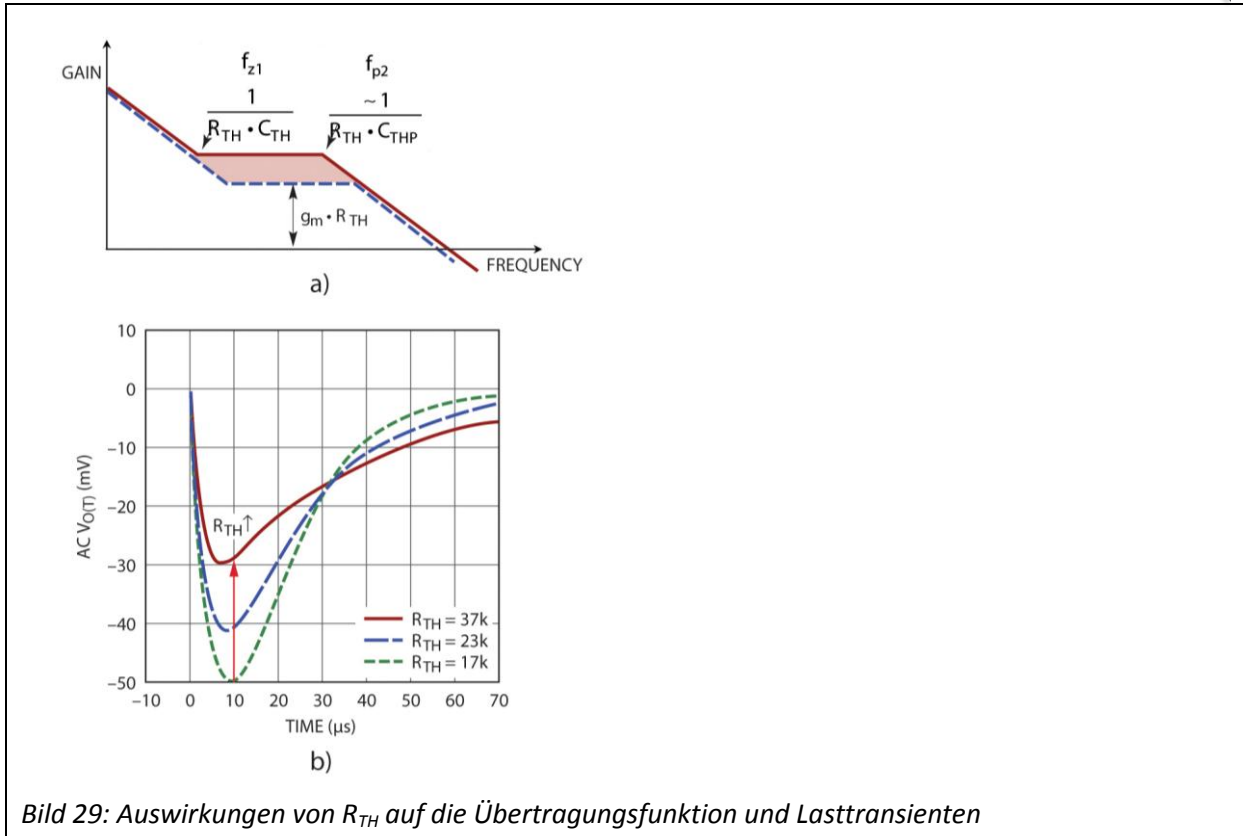


Bild 29: Auswirkungen von R_{TH} auf die Übertragungsfunktion und Lasttransienten

3) Auswirkungen von C_{THP} auf eine Lastschritttransiente. Bild 30 lässt erkennen, dass C_{THP} den Ort des Pols f_{p2} beeinflusst. C_{THP} wird als Entkoppelkondensator verwendet, um das Schaltrauschen am ITH-Pin zu reduzieren und damit den Schalt-Jitter zu minimieren. Wenn die Bandbreite der Stromversorgung $f_c > f_{p2}$ ist, beeinflusst C_{THP} das Einschwingverhalten der Last nicht besonders. Wenn C_{THP} überentwickelt ist, so dass f_{p2} nahe an f_c liegt, kann es die Bandbreite und die Phasenmarge reduzieren, was zu einem größeren Über-/Unterschwingen der Transienten führt.

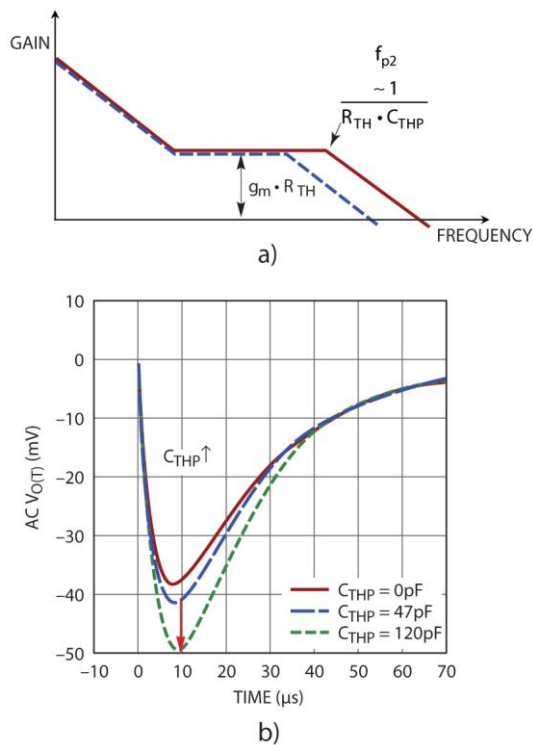


Bild 30: Auswirkungen von C_{THP} auf die Übertragungsfunktion und Lasttransienten

Entwerfen einer Stromversorgung mit Strommodus mit dem Entwicklungswerkzeug LTpowerCAD

Mit dem Entwicklungswerkzeug LTpowerCAD können Nutzer die Schleifenkompensation und das Verhalten auf Lasttransienten der Stromversorgungen mit Strommodus von Linear Technology einfach entwickeln und optimieren. Viele Produkte von Linear Technology wurden zusammen mit ihren Schleifenparametern exakt modelliert. Zunächst müssen die Anwender als erstes die Leistungsstufe entwickeln, in der sie das Stromfühlnetzwerk entwerfen und ein ausreichendes AC-Messsignal für das IC sicherstellen. Anschließend, wie die Seite zur Schleifenentwicklung in Bild 31 zeigt, können sie die R/C-Werte der Schleifenkompensation durch einfaches betätigen von Schiebern einstellen und dabei die gesamte Schleifenbandbreite, Phasenmarge und das entsprechende Verhalten bei Lasttransienten beobachten.

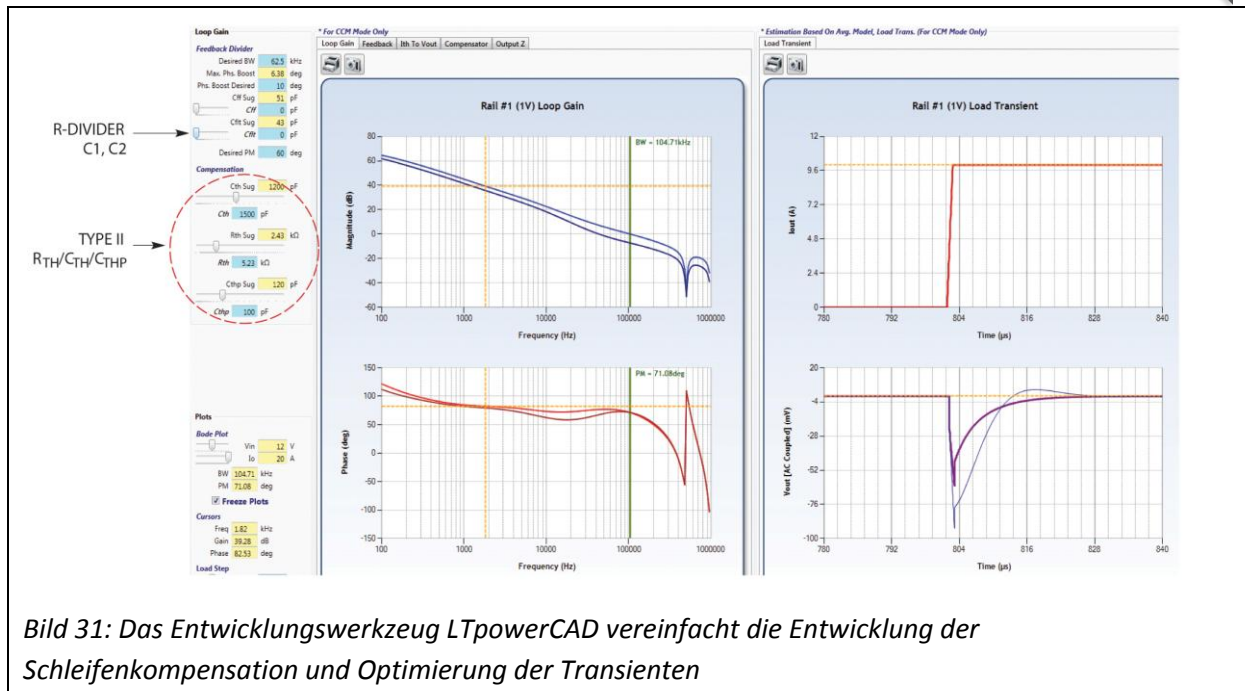


Bild 31: Das Entwicklungswerkzeug LTpowerCAD vereinfacht die Entwicklung der Schleifenkompensation und Optimierung der Transienten

Für einen Abwärtswandler müssen die Anwender üblicherweise eine Bandbreite unter $1/6 f_{sw}$ entwickeln und mindestens 45° (oder 60°) Phasenmarge und mindestens 8 dB Gesamtdämpfung der Schleifenverstärkung bei $1/2 f_{sw}$ erreichen. Bei einem Aufwärtswandler müssen die Nutzer, wegen der RHPZ (right-half-plane zero), die Bandbreite der Stromversorgung im ungünstigsten Fall unter $1/10$ der RHPZ-Frequenz entwickeln. Das Entwicklungs-File aus LTpowerCAD kann zur Echtzeitsimulation in LTspice exportiert werden, um die dynamische Leistung der Stromversorgung, wie Lasttransienten, Ein-/Ausschalten, Überstrom-Schutzfunktion etc. detailliert zu prüfen.

Messen der Schleifenverstärkung der Stromversorgung

Die beiden Programme LTpowerCAD und LTspice sind nicht dafür gedacht, die abschließende Messung der Schleifenverstärkung der realen Stromversorgung zu ersetzen. Es ist stets notwendig diese Messung zu machen, bevor man das Design endgültig in die Produktion übergibt. Obwohl die Modelle der Stromversorgungen theoretisch korrekt sind, können sie nicht alle parasitären Effekte und Nichtlinearitäten der Komponenten, wie Änderungen in der ESR der Ausgangskondensatoren, die Nichtlinearität von Spulen und Kondensatoren etc. vollständig berücksichtigen. Auch das Rauschen auf der Baugruppe (PCB noise) und eingeschränkte Messgenauigkeit können Messfehler hervorrufen. Dies deshalb, weil – manchmal – das theoretische Modell und die Messung beträchtlich auseinander liegen. Wenn dies passiert, kann ein Test der Lasttransienten dazu benutzt werden, um die Schleifenstabilität weiter zu bestätigen.

Bild 32 zeigt den typischen Aufbau einer Schleifenverstärkungsmessung einer nicht isolierten Stromversorgung mit einem Frequenzanalysator. Um die Schleifenverstärkung zu messen, wird ein Widerstand mit 50 Ohm bis 100 Ohm in die Spannungsrückkoppelschleife eingefügt und ein isoliertes 50-mA-Signal an diesen Widerstand angelegt. Kanal 2 ist mit der Ausgangsspannung verbunden und Kanal 1 mit der anderen Seite des Widerstands. Die Schleifenverstärkung wird vom Frequenzanalysator berechnet mit Kanal 2/Kanal 1.

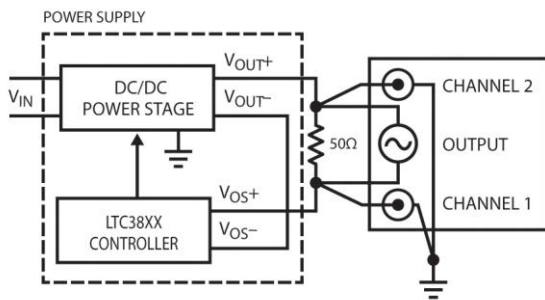


Bild 32: Testaufbau der Schleifenverstärkungsmessung der Stromversorgung

Bild 33 zeigt das gemessene und das mit LTpowerCAD berechnete Bode-Diagramm einer typischen Stromversorgung mit Strommodus LTC3851A. Sie zeigen beide eine gute Übereinstimmung im wichtigen Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 100 kHz.

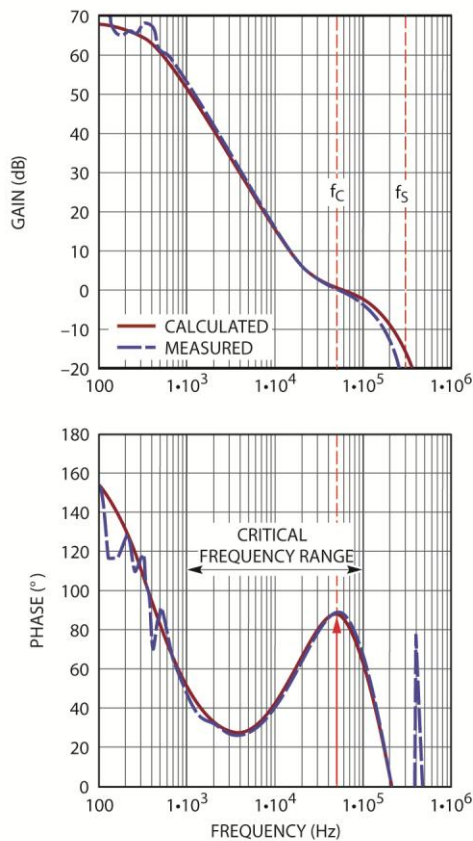


Bild 33: Gemessene und in LTpowerCAD modellierte Werte der Schleifenverstärkung eines Abwärtswandlers im Strommodus

Weitere Faktoren, die Instabilität verursachen können

Betriebsbedingungen:

Wenn die Signalformen der Schalt- oder Ausgangsspannung auf dem Oszilloskop instabil oder „zittrig“ aussehen, müssen die Nutzer zuerst sicherstellen, dass die Stromversorgung in einem stabilen Zustand betrieben wird, ohne Transienten an der Last oder der Eingangsspannung. Bei

Applikationen mit sehr kleinen oder sehr großen Arbeitstakten, und wenn ein Puls-Skipping-Betrieb eingesetzt wird, prüft man, ob die Begrenzung der minimalen Ein- oder Aus-Zeit erreicht ist. Bei Stromversorgungen, die ein externes Synchronisierungssignal benötigen, muss man sicherstellen, dass dieses Signal sauber ist und innerhalb des linearen Bereichs liegt, der für einen vorgegebenen Contollers im Datenblatt gefunden wird. Manchmal ist es auch nötig, dass das PLL-Filter-Netzwerk (phase-lock-loop) nachjustiert wird.

Das Strommesssignal und Rauschen:

Um Leistungsverluste am Fühlwiderstand in einer Stromversorgung mit Strommodus zu minimieren, ist die maximale Stromfühlschleife üblicherweise sehr klein. Der LTC3851A hat eine maximale Fühlschleife von 50 mV. Es ist deshalb für das PCB-Rauschen möglich, die Stromfühlschleife zu stören und ein instabiles Schaltverhalten zu verursachen. Um herauszufinden, ob das Problem tatsächlich mit der Schleifenkompensation zusammenhängt, kann ein großer 0,1- μ F-Kondensator zwischen den ITH-Pin und die IC-Masse eingefügt werden. Wenn die Stromversorgung trotz dieses Kondensators weiterhin instabil ist, ist der nächste Schritt das Design zu überprüfen. Generell sollten die Spulen so gewählt und das Stromfühlnetzwerk so entwickelt werden, dass man eine Signalstärke von mindestens 10 mV bis 15 mV von Spitze zu Spitze des AC-Spulenstromsignals am Strom fühlenden Pin des ICs hat. Nebenbei bemerkt, die Strom fühlenden Leiterbahnen können mit einem Paar verdrehter Jumper-Leitern erneut geroutet werden, um zu überprüfen, ob dies das Problem löst.

Es gibt einige wichtige Betrachtungen für das Leiterplatten-Layout [6]. Generell ist Kelvin-Messen mit einem Paar von nahe aneinander gerouteten Strom fühlenden Leiterbahnen zurück auf die SENSE⁺- und SENSE⁻-Pins erforderlich. Wenn eine Durchkontaktierung auf der Leiterplatte im SENSE⁻-Netzwerk verwendet wird, sollte man sicherstellen, dass diese Durchkontaktierung keine anderen V_{OUT}-Lagen kontaktiert. Der Filterkondensator über SENSE⁺ und SENSE⁻ sollte so nahe wie möglich und mit einer direkten Leiterbahnverbindung an den IC-Pins platziert sein. Manchmal sind Filterwiderstände nötig und diese müssen ebenfalls nahe am IC angeordnet sein.

Platzierung und Layout der Regel-Chip-Komponenten:

Die Platzierung und das Layout der Komponenten rund um das Regel-IC sind ebenfalls wichtig [6]. Alle Keramik-Entkoppelkondensatoren sollten, wenn möglich, nahe an dessen Pins sitzen. Dies ist besonders wichtig für den Kondensator C_{thp} am ITH-Pin, der so nahe wie möglich an den ITH- und Signal-Masse-Pins des ICs platziert sein sollte. Das Regelungs-IC sollte eine eigene Signal-Masse (SGND) haben, die von der Masse der Stromversorgung (PGND) separiert ist. Die Schaltknoten, wie SW, BOOST, TG und BG sollten fern von empfindlichen Kleinsignalknoten wie Stromfühl-Rückkopplung und ITH-Kompensations-Leiterbahnen angeordnet sein.

Zusammenfassung

Die Entwicklung der Schleifenkompensation für Schaltnetzteile wird häufig als anspruchsvolle Aufgabe betrachtet. Für Anwendungen mit schnellen Transienten ist es sehr wichtig, eine Stromversorgung mit einer hohen Bandbreite und ausreichend Stabilitätsmarge zu entwerfen. Dies ist üblicherweise ein zeitraubender Prozess. Dieser Artikel erklärt die Schlüsselkonzepte, die den Systemingenieuren dabei helfen, diese Aufgabe zu verstehen. Das Entwicklungswerkzeug LTpowerCAD kann verwendet werden, aus der Entwicklung und der Optimierung der Stromversorgungsschleife eine wesentlich einfachere Aufgabe zu machen.

REFERENZEN

- [1] J. Seago, "Opti-Loop Architecture Reduces Output Capacitance and Improves Transient Response," *Application Note 76*, Linear Technology Corp., May 1999.
- [2] V. Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch: Parts I and II," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Mar. 1990, Vol. 26, No.2.
- [3] R. B. Ridley, "An Accurate and Practical Small-Signal Model for Current-Mode Control," www.ridleyengineering.com.
- [4] J. Li, "Current-Mode Control: Modeling and its Digital Application," Ph.D. Dissertation, Virginia Tech, Apr. 2009.
- [5] LTpowerCAD design tool and user guide at www.linear.com/LTpowerCAD.
- [6] H. Zhang, "PCB Layout Considerations for Non-Isolated Switching Power Supplies," AN136, www.linear.com.
- [7] H. Zhang, "Basic Concepts of Linear Regulator and Switching Mode Power Supplies," AN140, www.linear.com.