Schleifenkompensation bei Schaltnetzteilen: Modellierung und Design, Teil 3



Zum Besseren Verständniss wiederholen wir hier noch einmal Bild 16: Das Blockdiagramm des Strom-Mode-Wandlers mit innerer Stromschleife und äußere Spannungsrückkopplungsschleife

Teil 3 dieses Artikels beschäftigt sich mit der Auswahl der gewünschten Spannungsschleifen-Crossover-Frequenz f_C, dem Design eines Rückkopplungs-Teilernetzwerks K_{ref}(s) mit R₁, R₂, C₁ und C₂ sowie eines Typ-II-Kompensationsnetzwerks des Spannungsschleifen-ITH-Fehlerverstärkers.

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

Auswahl der gewünschten Spannungsschleifen-Crossover-Frequenz f_c

Größere Bandbreiten führen zu schnellerem Ansprechen auf Transienten. Erhöht man jedoch die Bandbreite, reduziert man den Phasenspielraum und macht die Steuerschleife empfindlicher gegen Schaltrauschen. Ein optimales Design zeigt einen Kompromiss zwischen Bandbreite (Transientenverhalten) und Stabilitätsmarge. Tatsache ist, dass CMC durch den Samplingeffekt des Stromsignals bei $\frac{1}{2} \cdot f_{SW}$ [3] ein Paar von Doppelpolen beinhaltet. Diese Doppelpole führen zu einer unerwünschten Phasenverzögerung bei 1/2 • fsw. Generell muss man zum Erlangen einer zufriedenstellenden Phasenmarge und einer guten Dämpfung des Rauschens auf den Leiterbahnen die Crossover-Frequenz so wählen, dass sie geringer ist als 1/10...1/6 der Phasenschaltfrequenz f_{sw}.



Bild 22: Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion der Widerstandsteiler-Verstärkung K_{REF}(s)

$$f_{\mathsf{C}} \le \frac{f_{\mathsf{SW}}}{6} \tag{8}$$

Design eines Rückkopplungs-Teilernetzwerks $K_{ref}(s)$ mit R_1 , R_2 , C_1 und C_2

In Bild 16 ist die DC-Verstärkung $K_{REF}(s)$ das Verhältnis zwischen der internen Referenzspannung V_{REF} und der gewünschten DC-Ausgangsspannung V_O . Die gewünschte DC-Ausgangsspannung wird mit den Widerständen R_1 und R_2 eingestellt.

$$R_1 = \frac{K_{\text{REF}} \cdot R_2}{1 - K_{\text{REF}}} \tag{9}$$

mit

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

Ein optionaler Kondensator C₂ kann zur Verbesserung des Dynamikverhaltens der



Bild 23: Schritt 1: Einfaches Kondensator-Kompensationsnetzwerk A(s) samt Bode-Diagramm



die Übertragungsfunktion des Widerstandsteilers $K_{REF}(s)$ mit C_1 und C_2 jeweils eine Null- und eine Polstelle hat. Bild 22 zeigt das Bode-Diagramm von $K_{REF}(s)$. Nimmt man $f_{z ref} < f_{p ref} C_1$ und C_2 zusammen mit R_1 und R_2 erhält man einen Phasenanstieg in einem Frequenzband nach Gleichung 14 um f_{CENTER} herum. Ist f_{CENTER} so platziert, dass sie bei der angestrebten Crossover-Frequenz f_{C} liegt, ergibt sich bei $K_{REF}(s)$ ein Phasenanstieg in der Spannungsschleife und eine Erhöhung der Phasenmarge. Auf der anderen Seite zeigt Bild 22 auch, dass C₁ und C₂ bei hohen Frequenzen die Teilerverstärkung erhöhen. Das ist nicht erwünscht, da eine Erhöhung der Verstärkung die Regelschleife empfindlicher auf Rauschen macht. Nach Gleichung 15 ergibt sich der Anstieg der Hochfrequenz durch C_1 und C_2 .

$$K_{\text{REF}}(s) = \frac{v_{\text{FB}}}{v_{\text{o}}} = K_{\text{REF}} \cdot \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{\text{z}_{\text{ref}}}}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{\text{p}_{\text{ref}}}}}$$
(11)

wobei gilt:

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

und

$$f_{p_ref} = \frac{1}{K_{REF}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot (C_1 + C_2_{(13)})}$$

$$f_{\text{CENTER}} = \sqrt{f_{\text{z_ref}} \cdot f_{\text{p_ref}}}$$
$$= \frac{1}{2\pi \cdot \text{R}_2} \cdot \sqrt{\frac{1}{\text{K}_{\text{REF}} \cdot \text{C}_2 \cdot (\text{C}_1 + \text{C}_2)}} = f_{\text{C}}$$
(14)
$$\Delta \text{Gain}_{\text{HF}(\text{dB})} = 20 \cdot \log \left(\frac{\text{C}_2}{\text{C}_1 + \text{C}_2} \cdot \frac{1}{\text{K}_{\text{REF}}}\right)$$
(15)

Für gegebene C1 und C2 kann der Phasenanstieg des Teilernetzwerks nach Gleichung 16 berechnet werden. Nach Gleichung 17 ergibt sich bei gegebener Ausgangsspannung der maximale Phasenanstieg, wenn C2 >> C1. Der maximale Phasenanstieg wird durch das Teilerverhältnis $K_{REF} = V_{REF}/V_0$ bestimmt. Da V_{REF} bei einem vorgegebenen Controller fix ist, kann mit höherer Ausgangsspannung V_0 ein größerer Phasenanstieg erzielt werden.

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

Bild 24: Ein-Pol Kompensationsverstärkung A(s) g_m mit Verstärkerausgangs-Impedanz R_o

Rückkopplungsschleife hinzugefügt werden. Konzeptionell liefert C_2 bei hohen Frequenzen einen niedrigimpedanten Vorwärtspfad für das Ausgangsspannungs-AC-Signal und beschleunigt so das Ansprechen auf Transienten. C_2 kann aber zu unerwünschtem Schaltrauschen in der Steuerschleife beitragen, deshalb wird ein optionaler Filterkondensator C_1 zur Dämpfung des Schaltrauschens erforderlich. Gleichung 11 zeigt, dass



Bild 25: Schritt 2: Hinzufügen der RTH Nullstelle zur Boostphase – Kompensation A(s) mit einer Polstelle und eine Nullstelle

$$\phi_{\mathsf{REF}} = 2 \cdot \mathsf{tg}^{-1} \left(\sqrt{\frac{1}{\mathsf{K}_{\mathsf{REF}}}} \right) - 90 \tag{17}$$

Mit der Auswahl von K_{REF} , C_1 und C_2 ergibt sich ein Kompromiss zwischen dem gewünschten Phasenanstieg und dem unerwünschten Anstieg der Verstärkung bei hohen Frequenzen. Für die Optimierung der Werte muss die Gesamtschleifenverstärkung später geprüft werden.

Design eines Typ-II-Kompensationsnetzwerks des Spannungsschleifen-ITH-Fehlerverstärkers

Die ITH-Kompensation A(s) ist der kritischste Teil der Schleifenkompensation, da sie die DC-Verstärkung, die Crossover-Frequenz (Bandbreite) und die Phasen/ Verstärkungsmarge der Spannungsschleife bestimmt. Für einen g_m-Transconductance-Typ-Verstärker mit Stromquellenausgang wird die Übertragungsfunktion A(s) nach Gleichung 18 bestimmt:

$$A(s) = \frac{v_{ith}(s)}{v_{FB}(s)} = g_{m} \cdot Z_{ith}(s)$$
(18)

mit g_m als die Verstärkung des Transconductance-Fehlerverstärkers. $Z_{ith}(s)$ ist dabei die Impedanz des Kompensationsnetzwerks am Verstärker Ausgangspin ITH. Nach dem Blockdiagramm in Bild 21, kann der Regelfehler der Spannungsschleife wie folgt quantifiziert werden:

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



Bild 26: Schritt 3: Hinzufügen eines Hochfrequenz-Entkopplungskondensators C_{thp} – Kompensation A(S) mit zwei Polstellen und einer Nullstelle

Deshalb ist zur Minimierung des DC-Regelfehlers eine große DC-Verstärkung von A(s) erforderlich. Zur Maximierung der DC-Verstärkung von A(s) muss zur Bildung eines Integrators zuerst ein Kondensator C_{th} am ITH-Pin des Verstärkerausgangs platziert werden. Dann ist die Übertragungsverstärkung A(s):

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

Bild 23 zeigt die Schaltung von A(s) samt Bode-Diagramm. Der Kondensator $C_{\rm th}$ erzeugt den Integrationsterm in A(s) mit einer unendlich großen DC-Verstärkung. Leider wird zu den -180 Grad der negativen Rückkopplung bestehenden Phase durch $C_{\rm th}$ eine zusätzliche –90-Grad Phasenverzögerung hinzugefügt. Zusammen mit den –90 Grad der Systemleistungsstufe 1.Ordnung $G_{\rm CV}(s)$ ist die Phase der gesamten Spannungsschleifen bei der Crossover-Frequenz $f_{\rm C}$ nahe –360 Grad, und die Schleife ist kurz davor instabil zu werden.

In Realität ist die Ausgangsimpedanz der Stromquelle g_m Verstärkers nicht unendlich. In Bild 24 ist R_o die interne Ausgangsresistanz am gm-ITH-Pin des Verstärkers. Bei den Controllern von Linear Technology ist R_o gewöhnlich groß im Bereich 500 k Ω – 1 M Ω . Deshalb folgt die Übertragungsfunktion A(s) mit dem Kondensator C_{th} der Gleichung 21. Wie in Bild 24 gezeigt, hat A(s) weiter –90 Grad Phasenverzögerung bei der erwarteten Crossoverfrequenz f_{C_exp}.



$$A(s) = \frac{v_{ith}(s)}{v_{FB}(s)} = g_{m} \cdot R_{o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{s_{po}}}$$
(21)

mit

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

Um die Phase bei f_C zu erhöhen, wird ein Widerstand R_{th} in Serie zu C_{th} geschaltet, um eine Nullstelle zu erzeugen, wie es Gleichung 23 und Bild 25 zeigen. Die Nullstelle bestimmt eine Phasenverzögerung von +90 Grad. Und wie in Bild 25 gezeigt, kann, wenn die Nullstelle s_{thz} unter der Crossover-Frequenz f_C liegt, die A(s)'s Phase bei f_C stark ansteigen. Als Ergebnis daraus wird die Phasenmarge der Spannungsschleife erhöht.

$$A(s) = \frac{v_{ith}(s)}{v_{FB}(s)} = g_{m} \cdot R_{o} \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_{thz}}}{1 + \frac{s}{s_{po}}}$$
(23)

mit

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

Als Kehrseite ergibt sich - durch das Hinzufügen der Nullstelle sthz -, dass die Verstärkung von A(s) bei hohen Frequenzen über f_c stark ansteigt. Das Schaltrauschen gelangt möglicherweise mit geringerer Unterdrückung bei der Schaltfrequenz in die Regelschleife. Um den Verstärkungsanstieg zu kompensieren und ebenso das Rauschen der Leiterplatte, ist es notwendig, einen weiteren kleinen Keramikkondensator Cthp zwischen dem ITH-Pin und der IC Signalmasse hinzuzufügen, wie in Bild 26 gezeigt. Typisch ist C_{thp} << C_{th}. Beim Leiterplattenlayout sollte der Filterkondensator Cthp so nahe wie möglich am ITH-Pin platziert werden. Durch Hinzufügen von C_{thp} , ergibt sich eine finale Kompensations-Übertragungsfunktion A(s) nach den Gleichungen 25 und 26 und dem Bode-Diagramm in Bild 26. Cthp bedingt eine Hochfrequenzpolstelle s_{thp}, die zwischen der Crossover-Frequenz f_c und der Schaltfrequenz fs liegen soll. Cthp reduziert die Verstärkung von A(s) bei f_s, verringert aber auch die Phase bei f_C. Die Lage von sthp ist ein Kompromiss zwischen der Phasenmarge und der Rauschimmunität der Leiterplatte.



Bild 27: Konzeptioneller Plot der Übertragungsfunktion eines Typ II Kompensationsnetzwerks









mit

$$s_{thp} = \frac{1}{R_{th} \bullet \frac{C_{th} \bullet C_{thp}}{C_{th} + C_{thp}}} \approx \frac{1}{R_{th} \bullet C_{thp}}$$
if $C_{thp} << C_{th}$
(26)

Da die Current Mode Leistungsstufe ein einpoliges System darstellt, ist das Kompensationsnetzwerk mit den zwei Polstellen und der einen Nullstelle (Bild 26) generell ausreichend für die erforderliche Phasenmarge.

Dieses Kompensationnetzwerk am ITH-Pin des Verstärkers ist ein so genanntes Type-II-Kompensationsnetzwerk. Zusammenfassend kann man sagen, dass die in Bild 27 gezeigte Übertragungsfunktion mit der Nullstelle bei f_{z1} und den zwei Polstellen bei f_{po} und f_{p2} bestimmt wird von den zwei Kondensatoren C_{th} und C_{thp} sowie dem Wider-



Bild 30: Einfluss von C_{thp} auf Übertragungsfunktion und Lasttransienten

stand R_{TH} und dem Ausgangswiderstand des Verstärkers R_0 .

Kompensation der R/C-Werte vs. Lastsprung-Transientverhalten

Das vorangegangene Kapitel beschrieb das Frequenzverhalten des Typ-II-Kompensationsnetzwerks. In einem closed-loop-Design ist ein wesentlicher Parameter das Unterschwingen (oder Überschwingen) der Ausgangsspannung während Lastanstieg (oder Lastabfall). Dieser Parameter wird vom Design der Schleifenkompensation direkt beeinflusst.

1) Einfluss von C_{th} auf Lasttransienten

 C_{th} beeinflusst die Lage der Niederfrequenz-Polstelle f_{po} und der Nullstelle f_{z1} . Wie in Bild 28 gezeigt, erhöht ein kleinerer C_{th} die Verstärkung der Transferfunktion A(s) im unteren bis mittleren Frequenzbereich. Daraus ergibt sich eine Reduzierung der Einschwingzeit auf Lasttransienten ohne großen Einfluss auf die Amplitude des Unterschwingens von V_{OUT} (oder Überschwingens). Auf der anderen Seite bedeutet ein kleinerer C_{th} eine höhere f_{z1} Frequenz. Das kann den Phasenanstieg bei f_{z1} bei der angezielten Crossover-Frequenz f_C verringern.

2) Einfluss von R_{TH} auf Lasttransienten

 R_{th} beeinflusst die Lage der Polstelle f_{p2} und der Nullstelle f_{z1} (Bild 29). Wichtig dabei ist, dass ein großer R_{th} die Verstärkung A(s) zwischen f_{z1} und f_{p2} erhöht. Daraus ergibt sich, dass ein großer R_{th} die Bandbreite f_c direkt erhöht und das Unter/Überschwingen von V_{OUT} bei Lasttransienten reduziert. Ist R_{th} jedoch zu groß, wird die Bandbreite f_c zu breit auf Kosten der Phasenmarge.

3) Einfluss von C_{thp} auf Lasttransienten.

 C_{thp} beeinflusst die Lage der Polstelle fp_2 (Bild 30). C_{thp} dient als Entkopplungskondensator zur Reduzierung des Schaltrauschens am ITH-Pin, um den Schaltjitter zu minimieren. Ist die Bandbreite $f_{\rm C} > f_{p2}$, hat C_{thp} keinen großen Einfluss auf das Lasttransientenverhalten. Ist C_{thp} zu groß, so das f_{p2} nahe $f_{\rm C}$, liegt, können Bandbreite und Phasenmarge auf Kosten größeren Unter/Überschwingens reduziert werden.



Bild 31: LTpowerCAD Design Tool vereinfacht Schleifenkompensation Design und optimiert Transientenverhalten

Design einer Current-Mode-Versorgung mit dem LTpowerCAD Design Tool

Mit dem LTpowerCAD Design Tool können Anwender die Schleifenkompensation und das Lastverhalten der Current Mode Controller von Linear Technology auf einfache Weise bestimmen und optimieren. Zuerst wird die Leistungsstufe entwickelt mit dem Stromfühlernetzwerk, das dem IC ein brauchbares AC-Fühlersignal zuführt. Dann geht es zum Design der Schleife (Bild 31). Sie erfolgt durch Bestimmung der Schleifenkompensations-R/C-Werte mittels Schieberegler bei gleichzeitiger Beobachtung der Werte für die Gesamtschleifenbandbreite, der Phasenmarge und des zugehörigen Lasttransientenverhaltens. Bei einem Buck-Wandler wird gewöhnlich eine Bandbreite unter 1/6 fsw benötigt, um eine Phasenmarge von mindestens 45 Grad (oder 60 Grad) zu erzielen und eine Dämpfung der gesamten Schleifenverstärkung bei 1/2 f_{sw} von mindesten 8 dB. Bei einem Boost-Wandler muss wegen der right-halfplane zero (R_{HPZ}), die Bandbreite unter 1/10 der worst case R_{HPZ} Frequenz liegen. Die Designfiles des LTpowerCAD Tools können zur Echtzeitsimulation in LTspice exportiert werden, um die Dynamik der Stromversorgung zu prüfen bezüglich Lasttransienten, Ein/Ausschaltverhalten, Überstromschutz usw.

Messen der Verstärkung der Versorgungsschleife

Die Tools LTpowerCAD und LTspice können abschließende Schleifenverstärkungsmessungen an der fertigen Stromversorgung im Labor nicht ersetzen. Diese Messungen sind immer vor Beginn der Produktion notwendig. Wenn auch die Modelle der Stromversorgungen theoretisch korrekt sind, können sie Schaltungsparasitäten und Nichtlinearitäten der Komponenten wie ESR Variationen des Ausgangskondensators oder Nichtlinearitäten des Induktors und des Kondensators usw. nicht voll berücksichtigen. Außerdem können Rauschen auf der Leiterplatte und begrenzte Messgenauigkeit zu Messfehlern führen. Das ist der Grund, dass sich das theoretische Modell und die Messung stark unterscheiden. Ist dies der Fall, kann ein Lasttransiententest zur weiteren Bestätigung der Schleifenstabilität weiterhelfen.

Bild 32 zeigt die typische Messung der Schleifenverstärkung einer nichtisolierten Stromversorgung unter Verwendung eines Frequenzanalysators. Zur Messung der Schleifenverstärkung wird ein 50 Ω bis 100 Ω Widerstand in die Spannungsrückkopplungsschleife eingefügt und dem Widerstand wird ein isoliertes 50 mV_{AC}-Signal zugeführt. Kanal 2 wird mit der Ausgangsspannung verbunden und Kanal 1 mit der anderen Seite des Widerstands. Die Schleifenverstärkung wird am Frequenzanalysator aus den Werten von Kanal 2/Kanal 1 berechnet. Bild 33 zeigt das gemessene und das mit LTpowerCAD berechnete Bode-Diagramm der Schleife einer typischen Stromversorgung mit dem LTC3851A Current Mode Wandler. Im kritischen Bereich von 1 kHz bis 100 kHz sieht man eine gute Übereinstimmung.

Weitere Faktoren für Instabilität sind

Betriebsbedingungen:

Erscheint der Schaltverlauf oder die Ausgangsspannung am Oszilloskop instabil oder mit Jitter, ist als erstes sicher zu stellen, dass die Versorgung ohne Last und ohne Spannungstransienten am Eingang im eingeschwungenen Betrieb ist. Bei Applikationen mit kleinem oder sehr großen Duty Cycle und im Pulse-Skipping Betrieb ist zu prüfen, ob die minimale On-time oder Off-time Begrenzung erreicht ist. Für Versorgungen, die ein externes Synchronisationssignal benötigen, ist sicher zu stellen, dass das Signal sauber ist und im linearen Bereich entsprechend dem Datenblatt. Manchmal ist es notwendig das (PLL) Filternetzwerk nach zu justieren.

Stromfühlersignal und Rauschen:

Zur Minimierung der Verluste im Stromfühlerwiderstand ist in einer Current-Mode-Versorgung die maximale Stromfühlerspannung typischerweise sehr gering. Z.B. hat der



Bild 32: Testaufbau zur Messung der Schleifenverstärkung einer Stromversorgung

LTC3851A eine maximale Fühlerspannung von 50 mV. Rauschen aus einem PC kann die Stromfühlerschleife stören und zu instabilem Schaltverhalten führen. Ob wirklich ein Schleifenkompensationsproblem vorliegt, kann man herausfinden, indem man einen großen 0,1-µF-Kondensator vom ITH-Pin auf IC-Masse legt. Ist die Versorgung mit diesem Kondensator weiter instabil, ist im nächsten Schritt das Design zu überprüfen. Generell sollte das Induktor- und Stromfühlernetzwerk so ausgelegt sein, dass ein AC-Induktorstromsignal von mindestens 10 mV_{ss} bis 15 mV_{ss} am Stromfühler-Pin des ICs liegt. Darüber hinaus kann man die Stromfühlerleiterbahnen durch ein verdrilltes Leitungspaar ersetzen, um zu prüfen, ob das Problem beseitigt ist.

Bei der Auslegung des Leiterplattenlayouts sind einige wesentliche Punkte zu beachten. Generell ist Kelvinmessung anzuwenden mit einem Paar eng liegender Stromfühlerleiterbahnen zu den SENSE+ und SENSE– Pins. Wird im SENSE–Netz eine Durchkontaktierung verwendet, ist sicherzustellen, dass diese nicht die V_{OUT} -Lage kontaktiert. Der Filterkondensator über SENSE+ und SENSE– muss so nahe wie möglich an den Pins des ICs platziert werden, mit direktem Anschluss an die Leiterbahnen. Manchmal wird ein Filterwiderstand erforderlich, der ebenfalls sehr nahe am IC platziert werden muss.

Platzierung und Layout der Steuerkomponenten:

Die Platzierung und das Layout der Steuerkomponenten um das Steuer-IC herum ist kritisch [6]. Alle Keramik-Entkopplungskondensatoren müssen, wenn möglich, nahe den Pins platziert werden. Das ist besonders wichtig für den Kondensator C_{thp} am ITH-Pin und den an der IC Signalmasse. Beim Steuer IC sollte die Signalmassefläche (S_{GND}) von der Stromversorgungsmasse (P_{GND}) getrennt sein. Die Schaltknoten wie SW, BOOST, TG und BG sollten von den empfindlichen Kleinsignalknoten wie Stromfühler, Rückkopplung und den ITH Kompensationsbahnen ferngehalten werden.

Zusammenfassung

Bei Schaltnetzteilen ist das Design der Schleifenkompensation eine große Herausforderung. Bei Applikationen, bei denen schnelles Ansprechen auf schnelle Transienten gefordert wird, ist es wichtig, eine Versorgung mit großer Bandbreite und zufriedenstellendem Stabilitätsspielraum zu entwickeln. Das ist sehr zeitaufwändig. Dieser Artikel erklärt das Schlüsselkonzept für das Verständnis des Systemingenieurs, dieser Herausforderung zu begegnen. Das LTpowerCAD Design Tool hilft dabei auf einfache Weise das Schleifendesign zu vereinfachen und zu optimieren.

Referenzen

 J. Seago, "Opti-Loop Architecture Reduces Output Capacitance and Improves Transient Response," Application Note 76, Linear Technology Corp., May 1999.
 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.
 R. B. Ridley, "An Accurate and Practi-Information of Accurate and Practi-

cal 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.



Bild 33: Gemessene und modellierte Schleifenverstärkung eines Current-Mode-Buck-Wandlers

[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



Henry Zhang Bio

Henry Zhang is a section leader for power application engineering at Linear Technology. He received BSEE degree from Zhejiang University, China in 1994 and His MS and Ph.D. degrees in electrical engineering from Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia in 1998 and 2001, respectively. Henry has worked Linear Technology for five years.