Schleifenkompensation bei Schaltnetzteilen: Modellierung und Design, Teil 2

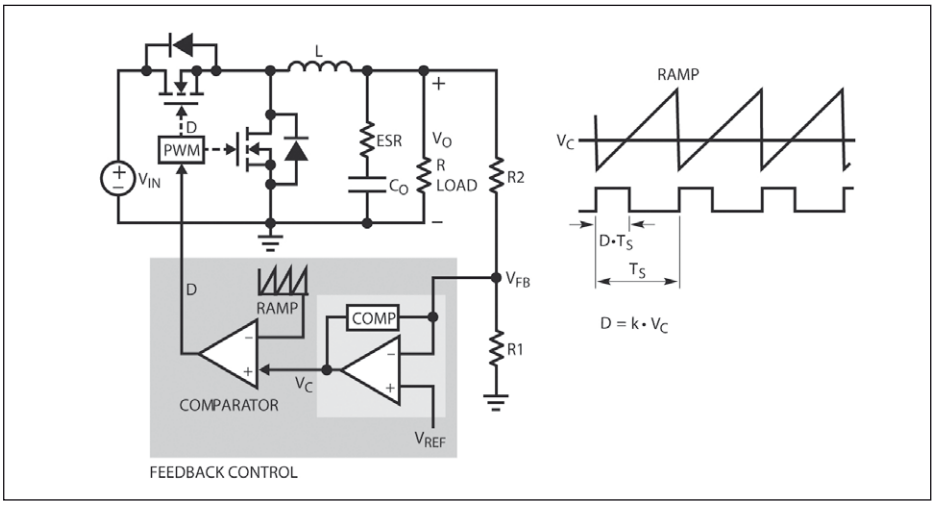


Bild 12: Diagramm des Spannungs-Mode-Buck-Wandlers mit geschlossener Spannungsrückkopplungsschleife

Teil 2 dieses Artikels beschäftigt sich mit dem Schließen der Rückkopplungsschleife mittels Spannungsmodesteuerung, dem Hinzufügen einer Stromschleife zur Current Mode Control und dem Vergleich der Spitzen- bzw. Talstrom-Mode-Control-Methoden. Die Modelierung einer Leistungsstufe mit geschlossener Stromschleife wird ebenso behandelt wie das Schleifenkompensations-Design eines Current-Mode-Wandlers

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

Schließen der Rückkopplungsschleife mittels Spannungsmodesteuerung

Die Ausgangsspannung kann mittels einer geschlossenen Rückkopplungsschleife geregelt werden. So z.B. wie in Bild 12 gezeigt: steigt die Ausgangsspannung V_{OUT} , steigt V_{FB} und der Ausgang des negativen Rückkopplungsfehlerverstärkers geht zurück, was den Duty Cycle d verringert. Als Ergebnis daraus geht V_{OUT} zurück und $V_{FB} = V_{REF}$. Das Kompensationsnetzwerk des Fehler-Opamps kann ein Rückkopplungsverstärker Netzwerk vom Typ I, Typ II oder Typ III sein. Für die Regelung von V_{OUT} gibt es nur eine Regelschleife, diese Anordnung wird auch Spannungs-Mode Steuerung genannt. LTC3861 und LTC3882 von Linear Technology sind typische Spannungs-Mode Buck-Wandler. Um einen Spannungs-Mode PWM-Wandler zu optimieren, wird, wie in Bild 13 gezeigt, ein kompliziertes Kompensationsnetzwerk vom Typ III notwendig, um eine schnelle Regelschleife mit zufriedenstellender Phasenmarge zu designen. Wie Gleichung 7 und Bild 14 zeigen, hat dieses Kompensationsnetzwerk 3 Polstellen und 2 Nullstellen im Frequenzbereich: die niedrigere Frequenzintegrations-Polstelle (1/s) bietet eine hohe DC-Verstärkung, um den DC- Regelfehler zu minimieren. Die doppelte Nullstelle befinden sich bei der Systemresonanzfrequenz f_0 zur Kompensation der –180° Phasenverzögerung durch L und C der Leistungsstufe. Die erste Polstelle ist so gelegt, dass sie die ESR-Nullstelle des Ausgangskondensators C_{OUT} unterdrückt, die zweite Polstelle ist so gelegt, dass die für die Dämpfung des Schaltrauschens in der Rückkopplungsschleife erforderliche Bandbreite erreicht wird. Die Typ-III-Kompensation ist sehr kompliziert, da sie sechs R/C-Werte erfordert. Diese Werte optimal zu kombinieren ist eine große Herausforderung.

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

mit

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

$$\omega_{Z1} = \frac{1}{R_2C_1}, \quad \omega_{Z2} = \frac{1}{C_2(R_1+R_3)},$$

$$\omega_{P1} = \frac{1}{R_3C_2}, \quad \omega_{P2} = \frac{1}{R_2\frac{C_1C_3}{C_1+C_3}} \quad (7a)$$

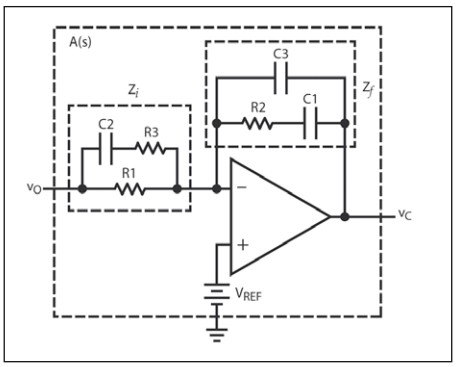


Bild 13. Typ-III-Feedback-Kompensationsnetzwerk für Spannungs-Mode-Wandler

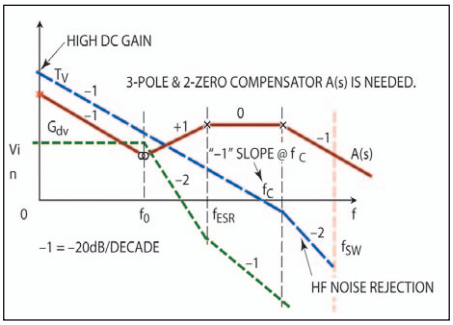
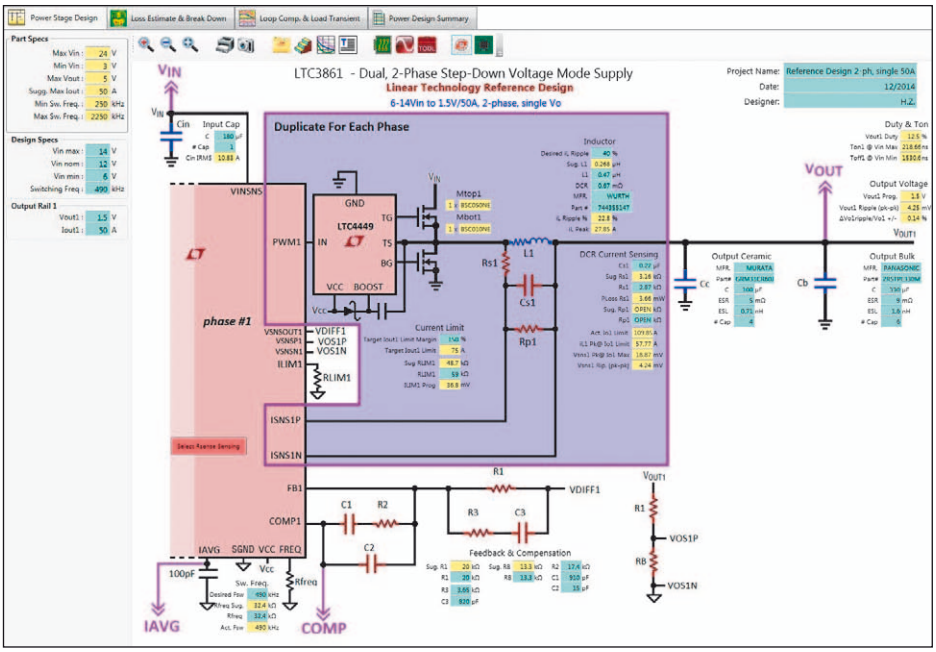


Bild 14: Typ-III-Kompensation A(s) bietet 3 Pol- und 2 Nullstellen für optimale Gesamtschleifenverstärkung TV(s)

Zur Vereinfachung und Automatisierung des Designs von Schaltnetzteilen wurde das LTpowerCAD Design Tool entwickelt. Es vereinfacht das Design der Schleifenkompensation und ist kostenlos unter www.linear.com/LTpowerCAD erhältlich.

Es hilft bei der Auswahl einer Lösung, zeigt die Komponenten für die Leistungsstufe und optimiert die Effizienz und die Schleifenkompensation. Bild 15 zeigt ein Beispiel mit dem Spannungs-Mode Buck-Wandler LTC3861, dessen Schleifenparameter mit dem Design-Tool modelliert wurden. Für eine vorgegebene Leistungsstufe kann der Anwender die Pol- und Nullstellen festlegen, um dann, dem Programm folgend, Werte für R/C einzugeben und die Gesamtschleifenverstärkung sowie das Transientenverhalten in Echtzeit zu prüfen. Danach kann das Design in eine LTspice- Simulation zur Echtzeit-Schaltungs-Simulation übergeben werden.



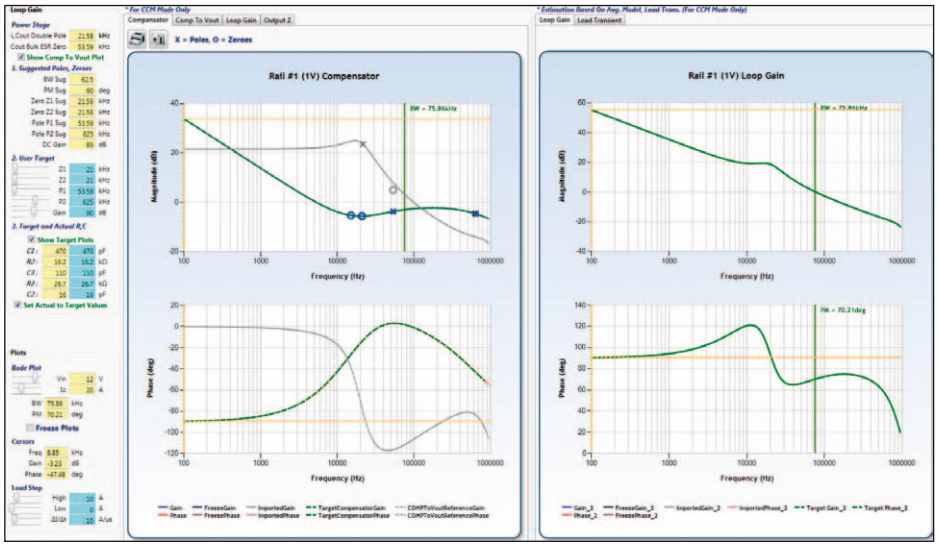


Bild 15: Das LTpowerCAD Design Tool vereinfacht das Typ-III-Schleifen Design für Spannungs-Mode Wandler:
a) LTpowerCAD Power Stage Design Page
b) LTpowerCAD Loop Compensation und Load Transient Design Page. (Kostenloser Download unter www.linear.com/LTpowerCAD)

Hinzufügen einer Stromschleife zur Current Mode Control

Der Spannungsmode mit einer Regelschleife unterliegt einigen Limitationen. Er erfordert ein ziemlich kompliziertes Typ-III-Kompensationsnetzwerk. Die Schleifenperformanz kann, abhängig von den Parametern des Ausgangskondensators und der parasitären Elemente, stark variieren, besonders mit dem ESR und der Impedanz der Leiterbahnen. Eine zuverlässige Stromversorgung erfordert einen schnellen Überstromschutz, der über eine schnelle Stromfühlermethode und einen flinken Schutzkomparator verfügen muss. Für Hochstromlösungen, die Parallelschalten mehrerer Phasen erfordern, wird ein(e) zusätzliches Stromaufteilungsnetzwerk/Schleife erforderlich.

Durch Einfügen eines inneren Stromfühlerpfads und einer Rückkopplungsschleife in den Spannungsmode-Wandler, wird er zum Strommode-gesteuertem Wandler. Bild 16 und 17 zeigen einen typischen Spitzenstrom-Mode-Buck-Wandler und wie er arbeitet. Der interne Takt schaltet den oberen Steuer-FET ein. Danach, sobald das erfasste Spitzenstromsignal vom Induktor die Spannung V_c am ITH-Pin des Verstärkers erreicht, wird der obere FET ausgeschaltet. Konzeptionell macht die Stromschleife den Induktor zu einer gesteuerten Stromquelle. So wird die Leistungsstufe mit der geschlossenen Stromschleife ein System 1.Ordnung mit L/C Resonanz. Als Ergebnis daraus verringert sich die durch die Polstellen der Leistungsstufe bedingte Phasenverzögerung von 180 Grad auf etwa 90 Grad.

Eine geringere Phasenverzögerung vereinfacht die Kompensation der äußeren Spannungsschleife. Auch wird die Stromversorgung unempfindlicher gegen Variationen des Ausgangskondensators oder des Induktors wie in Bild 18 gezeigt.

Der Strom des Induktors kann direkt mit einem zusätzlichen Widerstand R_{SENSE} erfasst werden, indirekt über den DCR der Induktorwindungen oder über den $R_{DS(ON)}$ des FET. Alle bieten verschiedene Vorteile gegenüber Current Mode Control (CMC). Wird der Induktorstrom Zyklus-für-Zyklus über die Verstärkerausgangsspannung erfasst und begrenzt, verfügt das System über eine akkuratere und schnellere Strombegrenzung bei Überlast oder bei Sättigung des Induktorstroms. Der Induktor-Einschaltstrom wird beim Einschalten oder bei Transienten auf der Eingangsspannung eng kontrolliert.

Sind mehrere Wandler/Phasen parallelgeschaltet und Current Mode gesteuert, ist eine Stromaufteilung zwischen den Stromversorgungen durch einfaches Verbinden der ITH-Pins der Verstärker zur Implementierung eines zuverlässigen PolyPhase Designs möglich. Typische Current Mode Controller von Linear Technology sind LTC3851A, LTC3833 and LTC3855, usw.

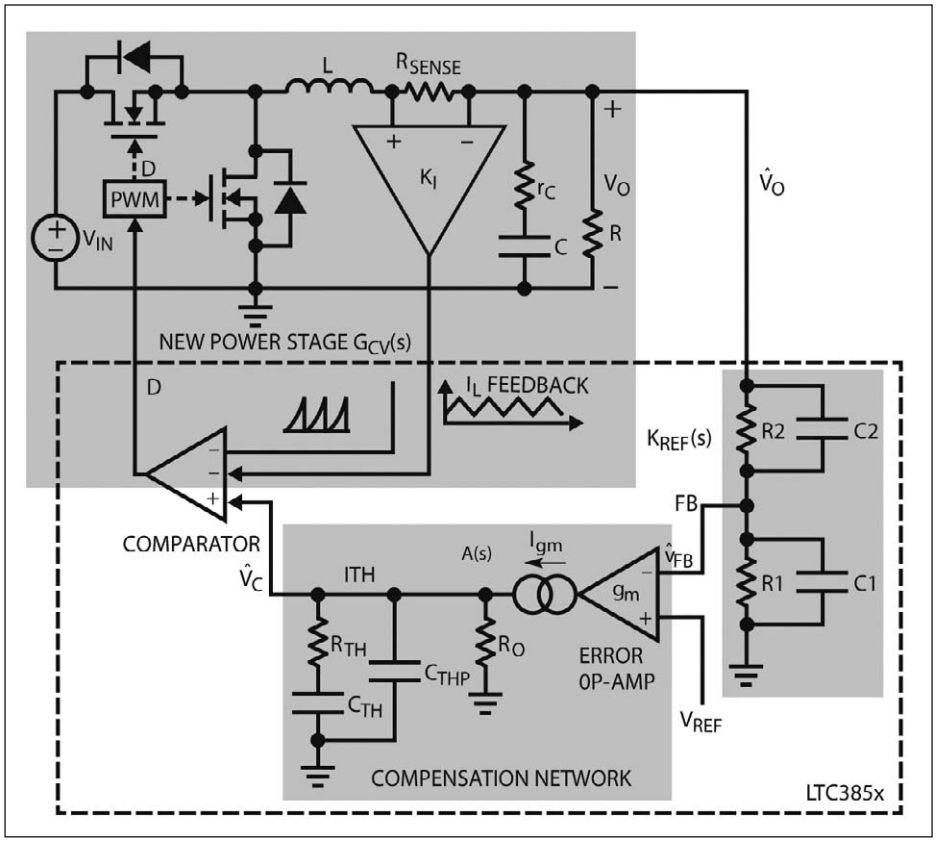


Bild 16: Blockdiagramm des Strom-Mode-Wandlers mit innerer Stromschleife und äußeren Spannungsrückkopplungsschleife

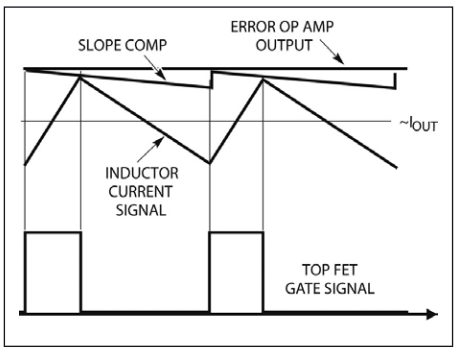


Bild 17: Steuersignalverlauf im Spitzenstrom-Mode

Spitzen- vs. Talstrom-Mode-Control-Methoden

Die Current Mode Control Methode in Bild 16 und 17 beschreibt die Spitzenstromsteuerung des Induktors. Der Wandler arbeitet mit fester Schaltfrequenz f_{SW}, was die Taktsynchronisation und die Phasenverschachtelung erleichtert, besonders bei parallelgeschalteten Wandlern. Tritt jedoch eine Lastsprungtransiente auf, gerade nachdem der Steuer-FET ausgeschaltet ist, muss der Wandler über die Aus-Zeit T_{OFF} auf den nächsten Taktzyklus warten, um auf Transienten zu reagieren. Diese Verzögerung T_{OFF} ist gewöhnlich kein Problem, spielt aber eine Rolle in Systemen mit schnellen Transienten. Darüber hinaus darf die minimale Ein-Zeit (T_{ON_min}) des Steuer-FETs nicht zu kurz sein, da der Stromkomparator Zeit für die Rauschunterdrückung benötigt, um Fehltriggerungen zu vermeiden. Das begrenzt die maximale Schaltfrequenz f_{SW} in Applikationen mit großen V_{IN}/V_{OUT} -Abwärtsraten. Zusätzlich benötigt die Peak Current Mode Control eine gewisse Schleifenkompensation, um die Stromschleife stabil zu halten, wenn der Duty-Cycle größer 50% ist. Das ist bei den Controllern von Linear Technology kein Problem, die über eine eingebaute adaptive Schleifenkompensation verfügen, um Stromschleifenstabilität über den gesamten Duty-Cycle Bereich sicherzustellen. LTC3851A und LTC3855 sind typische Peak Current Mode Wandler.

Tal (Valley) Current Mode Controller generieren eine kontrollierte Einschaltzeit des FET, sie warten bis der Strom im Induktor sein Tallimit (V_{ITH}) erreicht, um dann den Steuer FET einzuschalten. So kann die Stromversorgung, solang der Steuer-FET ausgeschaltet ist (T_{OFF}), auf Lastsprungtransienten reagieren. Da die Ein-Zeit fix ist, kann T_{ON_min} des Steuer-FET kleiner sein als im Peak CMC, was höhere f_{SW} für Applikationen mit großem Abwärtsverhältnis zulässt. Valley CMC benötigen auch keine zusätzliche Schleifenkompensation zur Erzielung der Stromschleifenstabilität. Da die Schaltperiode TS variieren darf, zeigt die Wellenform des Talstroms am Schaltknoten am Oszilloskop mehr Jitter. LTC3833 und LTC3838 sind typische Valley Current Mode Controller.

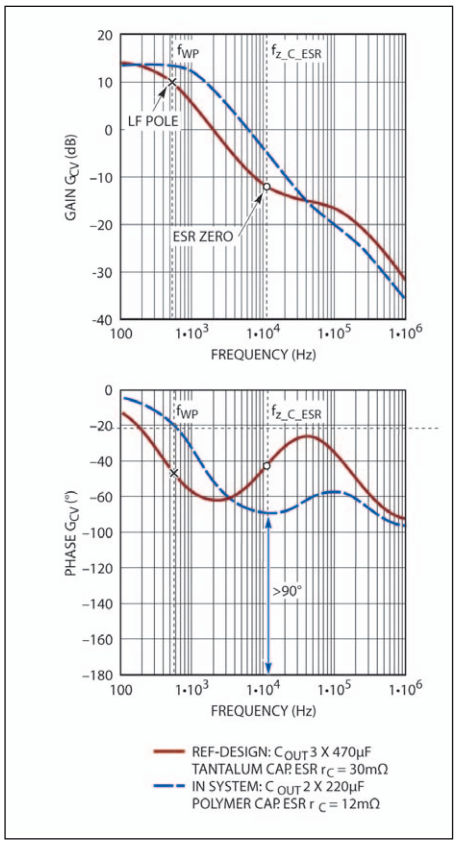


Bild 18: Neue Leistungsstufen-Übertragungsfunktion GCV(s) bei geschlossener Stromschleife

Modellierung einer Leistungsstufe mit geschlossener Stromschleife

Bild 19 zeigt das vereinfachte Modell 1.Ordnung einer Buck-Wandler-Leistungsstufe mit innerer Stromschleife, bei der der Induktor als eine Stromquelle agiert, die von der Spannung am ITH-Pin des Verstärkers gesteuert wird. Dieselbe Methode kann für andere Topologien mit Induktor-CMC verwendet werden. Wie gut ist nun dieses einfache Modell? Bild 20 zeigt einen Vergleich der Übertragungsfunktion

$$G_{CV}(s) = v_{OUT}/v_C$$

eines Modells 1.Ordnung und einem komplizierteren, aber präziserem Modell. Es gehört zu einem Current-Mode-Buck-Wandler, der mit 500 kHz Schaltfrequenz arbeitet. In diesem Beispiel ist das Modell 1.Ordnung bis

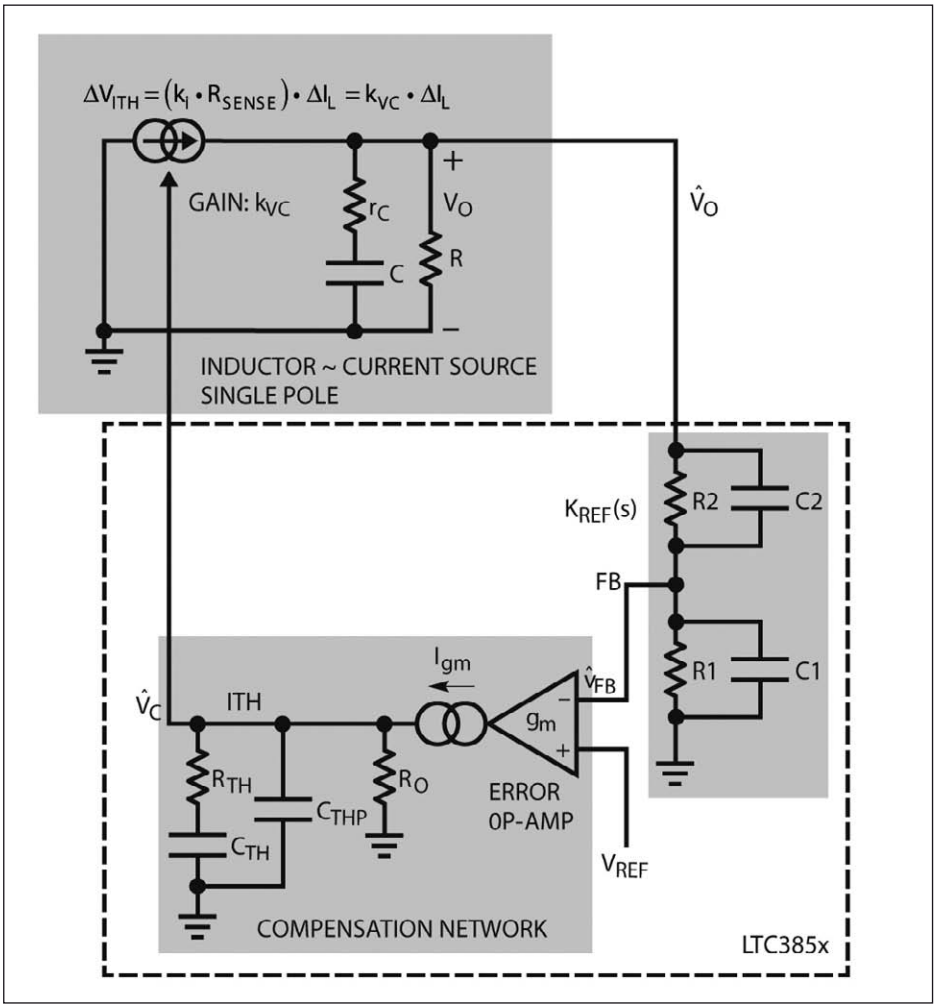


Bild 19: Einfaches Modell 1.Ordnung für einen Current Mode Buck-Wandler

10 kHz präzise, das ist ~1/50 der Schaltfrequenz f_{SW}. Darüber ist der Verlauf der Phase des Modells 1.Ordnung nicht mehr präzise. D.h., das vereinfachte Modell ist nur für Designs geringer Bandbreite brauchbar.

Es ist eine Tatsache, dass es sehr kompliziert ist, ein akkurates Kleinsignalmodell für Current Mode Wandler zu entwickeln, das den gesamten Frequenzbereich abdeckt. Ridley's Current Mode Modell [3] ist das populärste, von der Stromversorgungsindustrie genutzte Modell für Peak Current Mode und Valley Current Mode Steuerung. Kürzlich entwickelte Jian Li ein mehr intuitives Schaltungsmodell [4] für Current-Mode-Steuerung, es kann auch für andere Current-Mode-Steuermethoden verwendet werden. Das LTpowerCAD Design Tool implementiert diese akkuraten Modelle auf einfache Weise, damit auch der unerfahrene Anwender eine Current-Mode-Stromversorgung entwickeln kann, ohne Kenntnis der Modelle von Ridley oder Jian Li.

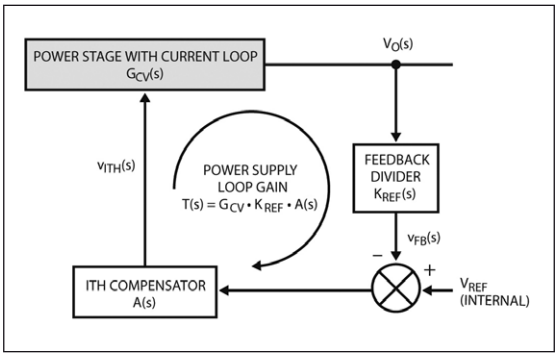


Bild 21. Steuerungsblockdiagram des Rückkopplungsschleifen-Designs

Schleifenkompensations-Design eines Current-Mode-Wandlers

In Bild 16 und 21 wird die Funktion der Leistungsstufe $G_{CV}(s)$ mit geschlossener Stromschleife bestimmt durch die Auswahl der Komponenten, die wiederum ausgewählt sind nach den DC-Spezifikationen/Performanz der Stromversorgung. Die Verstärkung der äußeren Spannungsschleife

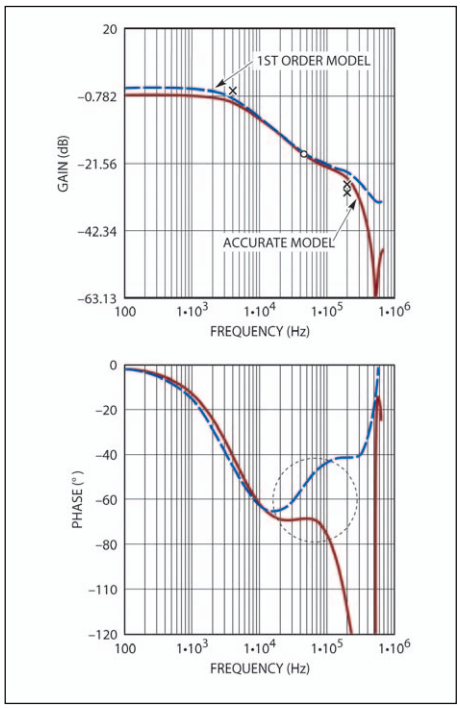


Bild 20: Vergleich von GCV(s) eines Modells 1.Ordnung und einem akkuraten Modell eines Current Mode Buck-Wandlers

$$T(s) = G_{CV}(s) \cdot A(s) \cdot K_{REF}(s)$$

ist demnach bestimmt durch die Spannungsrückkopplungsstufe $K_{REF}(s)$ und durch die Kompensationsstufe A(s). Das Design dieser beiden Stufen wirkt sich im großen Maße auf die Stabilität und das Transientenverhalten der Stromversorgung aus. Generell wird die Performanz der geschlossenen Spannungsschleife T(s) durch die Schleifenbandbreite und die Schleifenstabilitätsmarge bestimmt. Die Schleifenbandbreite wird durch die Crossover-Frequenz f_C, bestimmt, bei der die Schleifenverstärkung T(s) 1 beträgt (0 dB). Die Schleifenstabilitätsmarge ist typisch quantifiziert durch Phasenmarge oder Verstärkungsmarge. Die quantifizierte Schleifenmarge ist definiert durch die Differenz zwischen der gesamten Phasenverzögerung T(s) und den –180° bei der Crossover-Frequenz. Eine minimale Phasenmarge von 45 Grad oder 60 Grad wird gewöhnlich benötigt, um Stabilität sicherzustellen. Bei Current-Mode-Steuerung wird, um das Schaltrauschen in der Stromschleife zu dämpfen, die Schleifenverstärkungsmarge definiert als Dämpfung bei ½ • f_{SW}. Generell wird eine minimale Dämpfung von 8 dB (–8 dB Schleifenverstärkung) bei ½ • f_{SW} gefordert.

Fortsetzung folgt