

Synchron-Abwärtswandler („sync-buck“) im “Voltage Mode”

Dimensionierung der Schleifenkompensation

Hier gibt es zwei gegensätzliche Entwicklungsziele: Einerseits möglichst schnelles Ausregeln, also hohe Regelverstärkung innerhalb des aktiven Frequenzbandes, ausgedrückt durch eine möglichst hohe **Transitfrequenz**. Dies ist die Eckfrequenz, wo die Schleifenverstärkung auf Eins oder 0dB abgefallen ist. Andererseits dürfen die Laufzeiten innerhalb der Regelschleife nicht zu Instabilitäten oder zum Schwingungseinsatz führen. Der kritische Punkt ist erreicht, wenn die gesamte Phasendrehung innerhalb der Regelschleife 360° erreicht bei der Transitfrequenz. Das wären 180° Phasendrehung zusätzlich zu den 180° Phasendrehung bedingt durch die Invertierung des Fehlerverstärkers (Gegenkopplung!). Als Maßzahl dient der **Phasenspielraum** („phase margin“). Das ist der Abstand der aktuellen Phasendrehung von 360° , gemessen bei der Transitfrequenz.

Die Übertragungsfunktion eines Abwärtswandlers im **voltage mode** läßt sich darstellen als idealer Verstärker mit frequenzunabhängiger, konstanter Spannungsverstärkung, der einen LC-Tiefpassfilter treibt. Das Ausgangssignal durchläuft somit einen Tiefpaß 2. Ordnung (doppelter Pol auf der Eigenresonanz des LC-Kreises). Hinzu kommen parasitäre Effekte wie die Nullstelle infolge des ESR des Ausgangskondensators.

Das Ausgangsnetzwerk erzeugt somit mehr oder weniger komplexe Amplituden- und Phasengänge, denen im Regelverstärker gegengesteuert werden muß.

In Frage kommen Korrektornetze des Typs 1, 2, oder 3. Für beste Regelperformance ist an dieser Stelle Typ3 das Mittel der Wahl.

Die Dimensionierung erfolgt mithilfe der Tabellenkalkulation „**sync_buck_designer.ods**“. Zu berücksichtigen ist hierbei die Streuung der Lastkapazitäten und deren ESRs, bedingt sowohl durch unterschiedliche Modulbestückung als auch durch Alterungseffekte.

Als worst-case wird deshalb in sehr schlechter Ausgangselko mit erhöhtem ESR und verringerter Kapazität in die Tabellenkalkulation eingesetzt.

Anschließend wird diese Kompensation simuliert mit LTSpice und „**BUCKVM_typ3....asc**“. Die AC-Analyse liefert ein Bode-Diagramm. Dargestellt wird Verstärkung und Phase des Kompensatorausganges als Maß für die gesamte Schleifenverstärkung und als Referenz das Generatorsignal. Dort, wo sich beide Kurven schneiden, ist die **Transitfrequenz f_c** . Der Abstand zwischen dem Phasenwinkel der Schleifenverstärkung und der Null-Grad-Linie ergibt den **Phasenspielraum**.

Lit.: ON Semiconductor, AND8143/D: “A General Approach for Optimizing Dynamic Response For Buck Converters

Praktische Aspekte

Es ist sinnvoll den Ausgangsfilter auf eine niedrige Kreisgüte auszulegen, andernfalls ergibt sich ein kräftiges Überspringen auf der Resonanzfrequenz was einen dazu zwingt, auf ganzer Linie die Schleifenverstärkung entsprechend abzusenken. Besonders kritisch sind MLCCs als Ausgangskondensator. Aufgrund der verschwindend kleinen ESRs sind hier Resonanzüberhöhungen von 10dB und mehr möglich.

Außerdem sollten etwaige angeschlossene unterschiedliche Verbraucher mit ihren eigenen Stützkondensatoren die Eigenresonanz nur unwesentlich beeinflussen können.

Also wählt man einen möglichst großen MLCC, z.B. 100uF. Dank seines geringen ESR dominiert er die Resonanzfrequenz des Schwingkreises. In Verbindung mit einer Speicherdrossel von 5uH liegt der Widerstand für aperiodische Dämpfung bei 220mR.

Dem wird ein 1000uF mit 90mR ESR parallel geschaltet. Da er bei dieser Frequenz als reeller Widerstand wirkt, dämpft dessen ESR die Überhöhung der 5uH/100uF-Resonanz weg. Dabei wird die Eigenresonanz kaum beeinflusst. Und zusätzlich angeschlossene Elkos wirken sich kaum noch aus.

Bei dieser Verteilung der ESRs ist sichergestellt, dass der hochfrequente Strom-ripple überwiegend durch den MLCC geleitet wird, vorbei am Elko.