

## APPLICATION NOTE

### ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

Eleazar Falco



#### 01. EINFÜHRUNG UND THEORETISCHER HINTERGRUND

Ein Schaltnetzteil benötigt einen oder mehrere Kondensatoren am Ausgang. Deren Hauptzweck ist die Bereitstellung eines niederimpedanten Pfades, um die Schaltfrequenzrestwelligkeit des Wandlers und jegliche hochfrequente Störungen herauszufiltern. Dadurch entsteht eine „saubere“ Gleichspannung zur Versorgung der Last. Außerdem fungieren die Kondensatoren als Energiespeicher: Im Falle einer plötzlichen Laststromänderung geben der oder die Ausgangskondensatoren Energie an die Last ab bzw. absorbieren Energie und begrenzen so die Ausgangsspannungsabweichung, bis der Regelkreis reagiert und die Menge der von der Eingangs- zur Ausgangsstufe des Wandlers übertragenen Energie an den Bedarf anpassen kann. Bei einer vorgegebenen Regelkreisbandbreite bestimmen daher die Kapazität und der Ersatzreihenwiderstand (ESR) des oder der Ausgangskondensatoren die Höhe der transienten Ausgangsspannungsabweichung bei einem Lastsprung.

Obwohl dies die beiden Hauptaufgaben der Ausgangskondensatoren im Wandler sind, beeinflussen sie auch den Regelkreis. Da sie Teil der Leistungsstufe sind, erscheinen ihre Parameter in der Übertragungsfunktion der Regelstrecke und bestimmen deren Amplituden- und Phasengang. Sobald die Reglerschaltung für eine bestimmte Übertragungsfunktion ausgelegt ist, wirken sich Änderungen der Ausgangskondensatorparameter unmittelbar auf die Phasen- und Amplitudenreserve des Regelsystems aus. Die möglichen Folgen reichen von einer bloßen Verschlechterung des Lastsprungverhaltens bis hin zur vollständigen Instabilität im ungünstigsten Fall. Daher ist es wichtig zu verstehen, wie sich solche Schwankungen konkret die Stabilitätsreserven des Systems beeinflussen, und dass nach jeder Änderung an den Ausgangskondensatoren die Regelkreisstabilität überprüft werden sollte, da eine Neuauslegung der Reglerschaltung erforderlich sein kann.

Vor diesem Hintergrund wird in dieser Application Note die Rolle der wichtigsten Parameter des Ausgangskondensators auf die Streckenübertragungsfunktion eines Netzteils analysiert, wobei ein Abwärtswandler mit Voltage Mode Regelung (Abbildung 1) als Referenztopologie herangezogen wird. Darüber hinaus werden experimentelle Ergebnisse an einem realen Wandler zeigen, welche Auswirkungen eine Änderung der Ausgangskondensatoren auf die Stabilität des Regelkreises und damit auf die Funktionalität des Wandlers haben kann. Dabei werden verschiedene Szenarien berücksichtigt und ggf. Designempfehlungen gegeben.

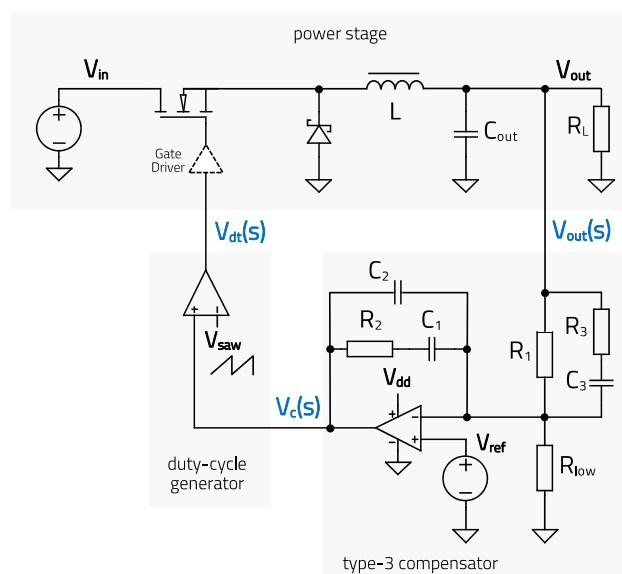


Abbildung 1: Abwärtswandler mit geschlossenem Regelkreis, Voltage Mode Regelung und OP-AMP-basierter Typ-3-Reglerschaltung

## APPLICATION NOTE

### ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

## 02. DER AUSGANGSKONDENSATOR IN DER STRECKENÜBERTRAGUNGSFUNKTION

Die Übertragungsfunktion (engl.: Transfer Function, kurz TF) der Strecke – auch „Streckenübertragungsfunktion“ genannt – hängt nicht nur von der Topologie und der verwendeten Regelungsart ab, sondern auch von den Bauteilwerten und den Betriebsbedingungen des Wandlers. Zur Veranschaulichung der Auswirkungen des Ausgangskondensators wird ein VM-CCM-Abwärtswandler – d. h. ein Abwärtswandler mit Voltage Mode Regelung und kontinuierlichem Stromfluss – verwendet (Abbildung 1). Ein ähnliches Analyseverfahren kann jedoch auch für andere Fälle angewendet werden.

Die Streckenübertragungsfunktion des VM-CCM-Abwärtswandlers ist umfassend dokumentiert und hat die folgende Struktur (s-Bereich):

$$G_{co}(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_c(s)} = G_0 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}\right)} \quad (E.1)$$

Sie kann wie folgt in drei verschiedene Elemente unterteilt werden: eine Niederfrequenzverstärkung ( $a(s)$ ), eine so genannte „ESR-Nullstelle“ ( $b(s)$ ) und einen resonanten Doppelpol ( $c(s)$ ):

$$G_{co}(s) = a(s) \cdot b(s) \cdot c(s) \quad (E.2)$$

$$a(s) = G_0 \quad (E.3)$$

$$b(s) = \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right) \quad (E.4)$$

$$c(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}\right)} \quad (E.5)$$

Die Charakteristik der obigen Übertragungsfunktion wird durch die Werte von vier verschiedenen Variablen bestimmt:  $G_0$ ,  $\omega_z$ ,  $\omega_0$  und  $Q$ . Diese hängen wiederum wie nachstehend gezeigt von mehreren Wandlerparametern ab <sup>[1]</sup>:

$$G_0 \approx \frac{V_{in}}{V_{saw}} \quad (E.6)$$

$$\omega_z = \frac{1}{r_{Cout} \cdot C_{out}} \quad (E.7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{out} \cdot \frac{R_L + r_{Cout}}{R_L + r_{Ldcr}}}} \quad (E.8)$$

$$Q = \sqrt{\frac{L}{C_{out}}} \cdot \frac{1}{\frac{L}{C_{out} \cdot (r_{Ldcr} + R_L)} + r_{Cout} + \frac{r_{Ldcr} \cdot R_L}{r_{Ldcr} + R_L}} \quad (E.9)$$

In den obigen Ausdrücken ist  $r_{Cout}$  der ESR des Ausgangskondensators und  $r_{Ldcr}$  der Wicklungswiderstand der Speicherdrossel. Die übrigen Parameter sind im Schaltplan in Abbildung 1 dargestellt. Beachten Sie, dass  $V_{saw}$  die Amplitude der Sägezahnspannung ist, die dem Komparator zugeführt wird, um das Tastverhältnis des Schalttransistors in einem Spannungswandler zu erzeugen.

Die folgende Spezifikation eines Abwärtswandlers dient als Beispiel:

$$V_{in} = 24 \text{ V}, V_{out} = 5 \text{ V}, I_{out} = 4 \text{ A}, F_{sw} = 500 \text{ kHz}, L = 10 \text{ } \mu\text{H}, r_{Ldcr} = 50 \text{ m}\Omega, C_{out} = 220 \text{ } \mu\text{F}, r_{Cout} = 40 \text{ m}\Omega, V_{saw} = 2 \text{ V}$$

Damit sind die berechneten Parameter der Streckenübertragungsfunktion (für  $\omega = 2\pi f$ ):  $G_0 = 21,24 \text{ dB}$ ,  $f_z = 18 \text{ kHz}$ ,  $f_0 = 3,4 \text{ kHz}$ ,  $Q = 1,73$ .

## APPLICATION NOTE

### ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

Der Amplituden- und Phasengang für jedes der drei Elemente  $a(s)$ ,  $b(s)$  und  $c(s)$  ist in Abbildung 2 gesondert dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die niederfrequente Verstärkung ( $a(s)$ ) einfach eine konstante Verstärkung ist und keine Phasenverschiebung über den gesamten Frequenzbereich verursacht. Die ESR-Nullstelle ( $b(s)$ ) bewirkt keine Verstärkung bis  $f_z$ . Ab dem Punkt, an dem die Verstärkung 3 dB beträgt, nimmt sie mit einer Rate von 20 dB/Dekade weiter zu. Bezogen auf die Phase beginnt die ESR-Nullstelle etwa eine Dekade unterhalb von  $f_z$  mit einer Phasenvoreilung, die bei  $f_z$  45° erreicht und bei etwa einer Dekade oberhalb von  $f_z$  auf 90° ansteigt. Der resonante Doppelpol ( $c(s)$ ) hat den typischen Amplituden- und Phasengang des bekannten RLC-Kreises zweiter Ordnung, dessen Resonanzfrequenz und Gütefaktor in den obigen Gleichungen E.8 und E.9 bestimmt wurden. Er modelliert die Resonanz der Speicherdrossel und des Ausgangskondensators, wobei verlustbehaftete Elemente der Leistungsstufe eine gewisse Dämpfung beisteuern (beachten Sie, dass E.8 und E.9 nur eine Annäherung darstellen, da nur der ESR des Kondensators und der DCR der Drossel berücksichtigt, aber zusätzliche verlustbehaftete Elemente wie ein MOSFET  $R_{ds(on)}$  nicht einbezogen wurden).

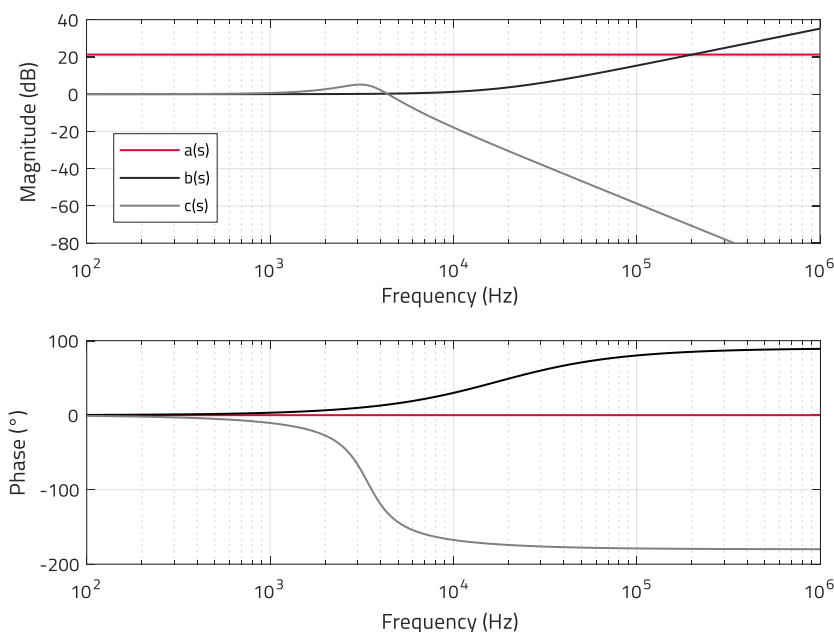


Abbildung 2: Bode-Diagramm der DC-Verstärkung ( $a(s)$ ), der ESR-Nullstelle ( $b(s)$ ) und des resonanten Doppelpols ( $c(s)$ ) am Beispiel eines VM-CCM-Abwärtswandlers (MATLAB™)

Das Bode-Diagramm der Streckenübertragungsfunktion des VM-CCM-Abwärtswandlers in diesem Beispiel kann dann durch die Addition des Amplituden- und Phasengangs der drei separaten Faktoren  $a(s)$ ,  $b(s)$  und  $c(s)$  erstellt werden. Das Ergebnis ist in Abbildung 3 dargestellt.

Zu beobachten ist, dass der Frequenzgang der Strecke im Niederfrequenzbereich unter 1 kHz von der konstanten niederfrequenten Verstärkung ohne Phasenverschiebung dominiert wird. Der Doppelpol bei 3,4 kHz tritt als nächstes in Aktion und bewirkt, dass die Amplitude mit einer Rate von -40 dB/Dekade abfällt, während er eine drastische Phasenverschiebung verursacht, die steil in Richtung von -180° geht. Allerdings erreicht die Phase diesen Wert nicht, weil die ESR-Nullstelle bei 18 kHz der Wirkung eines Pols entgegensteht, was zu einem Nettoabfall von -20 dB/Dekade und zu einer Phasenkurve führt, die sich oberhalb der ESR-Nullstelle ( $f_z$ ) in Richtung -90° entwickelt. Die ESR-Nullstelle ist ein gemeinsames Element für alle Wandler mit mindestens einem Ausgangskondensator, und ihre Frequenzposition wird ausschließlich durch die Werte von  $C_{out}$  und  $r_{Cout}$  (wie in E.7) bestimmt. Sobald die Charakteristik der Strecke bekannt ist, sollte laut einer üblichen Faustregel die Durchtrittsfrequenz der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises (bei der die Stabilität des Regelkreises untersucht wird) niedriger als ein Fünftel der Schaltfrequenz, aber höher als die Doppelpolfrequenz gewählt werden. Auf dieser Grundlage könnte in diesem Beispiel eine Durchtrittsfrequenz zwischen 20 und 100 kHz gewählt werden.

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

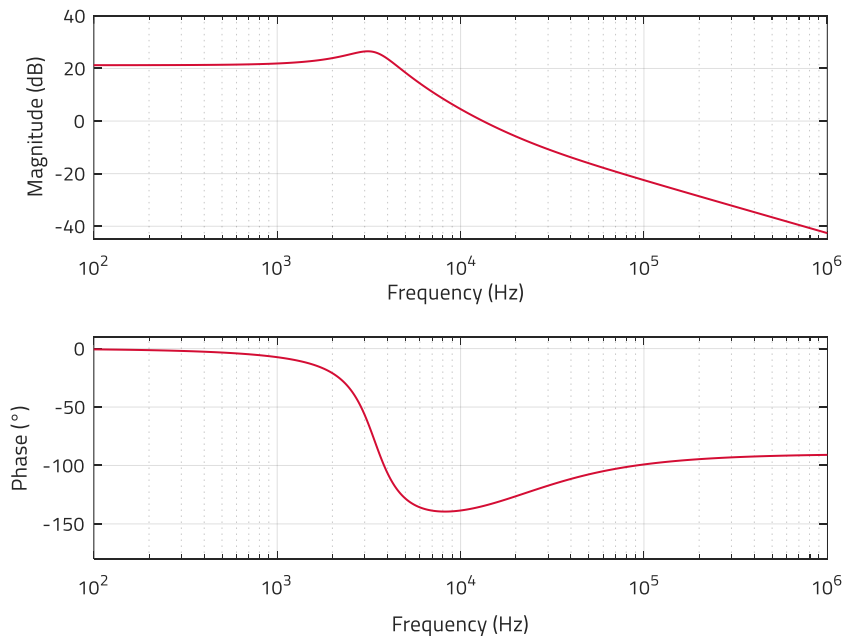


Abbildung 3: Bode-Diagramm der Streckenübertragungsfunktion des VM-CCM-Abwärtswandlers (MATLAB™)

Die Abbildung 4 und Abbildung 5 zeigen, wie verschiedene Werte von  $C_{out}$  und  $r_{Cout}$  (die alle für den in diesem Beispiel verwendeten Abwärtswandler geeignet wären) den Frequenzgang der Strecke beeinflussen. Um einen besseren Einblick in die individuelle Wirkung von  $C_{out}$  und  $r_{Cout}$  zu erhalten, wird einer der Parameter konstant gehalten und der andere variiert. In Abbildung 4 ist  $C_{out}$  festgesetzt und  $r_{Cout}$  wird variiert, während in Abbildung 5  $r_{Cout}$  feststeht und  $C_{out}$  verändert wird. Tabelle 1 zeigt die jeweils berechneten Werte von  $f_z$ ,  $f_0$  und  $Q$ . Man kann schlussfolgern, dass sich Schwankungen des ESR hauptsächlich auf die ESR-Nullstelle ( $f_z$ ) auswirken, aber keine nennenswerten Abweichungen bei  $f_0$  und  $Q$  verursachen. Dagegen wirken sich Schwankungen der Ausgangskapazität deutlich sowohl auf die ESR-Nullstelle als auch auf die Doppelpolfrequenz aus, während ihre Wirkung auf den Gütefaktor in diesem Beispiel vernachlässigbar ist. Dies führt zu erheblichen Abweichungen von bis zu 25 dB im Amplitudengang (Abbildung 5) und über  $70^\circ$  im Phasengang (Abbildung 4) innerhalb des Zielfrequenzbereichs zwischen 20 und 100 kHz.

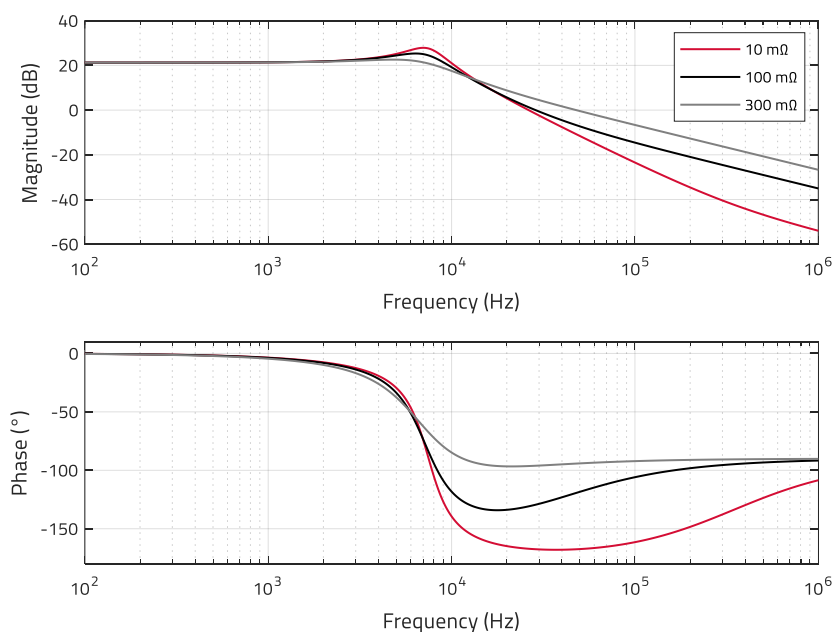


Abbildung 4: Bode-Diagramm der Streckenübertragungsfunktion bei festem  $C_{out}=47 \mu F$  und variablem  $r_{Cout}$  (MATLAB™)

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

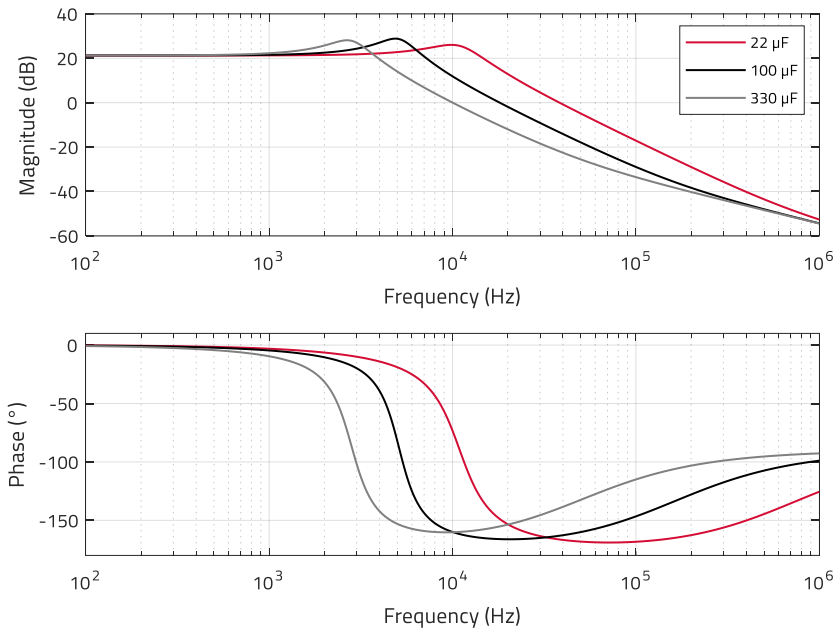


Abbildung 5: Bode-Diagramm der Streckenübertragungsfunktion bei festem  $r_{Cout}=10\text{ m}\Omega$  und variablem  $C_{out}$  (MATLAB™)

	$C_{out} = 47\ \mu\text{F}$			$\text{ESR} = 10\ \text{m}\Omega$		
	$\text{ESR} = 10\ \text{m}\Omega$	$\text{ESR} = 100\ \text{m}\Omega$	$\text{ESR} = 300\ \text{m}\Omega$	$C_{out} = 22\ \mu\text{F}$	$C_{out} = 100\ \mu\text{F}$	$C_{out} = 330\ \mu\text{F}$
$f_z$	340 kHz	34 kHz	11,2 kHz	723 kHz	160 kHz	48,3 kHz
$f_o$	7,5 kHz	7,2 kHz	6,7 kHz	11 kHz	5,1 kHz	2,8 kHz
Q	2,1	1,5	0,9	1,7	2,3	2,1

Tabelle 1: Berechnete Werte von  $f_z$ ,  $f_o$  und Q, die den in den Abbildungen 4 und 5 berücksichtigten Schwankungen von  $C_{out}$  und  $r_{Cout}$  entsprechen

Wie können solche Schwankungen die Stabilität des Regelkreises des Wandlers gefährden? Zur Wiederholung zeigt Abbildung 6 das Blockdiagramm des VM-CCM-Buck-Wandlers mit geschlossenem Regelkreis aus der obigen Abbildung 1, wobei die Übertragungsfunktionen im s-Bereich liegen und nur AC-Signale berücksichtigt werden, während der DC-Arbeitspunkt des Wandlers konstant bleibt.

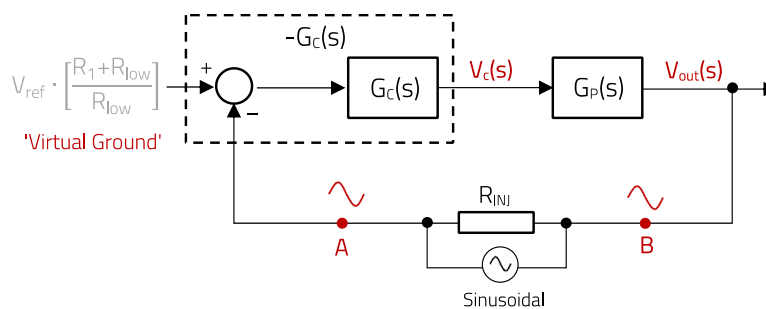


Abbildung 6: Systemdiagramm des VM-CCM-Abwärtswandlers mit geschlossenem Regelkreis aus Abbildung 1 für die AC-Analyse mit eingespeister sinusförmiger Störung

Eine kleine sinusförmige Störung wird über  $R_{inj}$  (5–10  $\Omega$ ) eingespeist, und die Spannungen an den Punkten „A“ und „B“ in Bezug auf DC-GND werden beobachtet. Wenn die von „A“ ausgehende Störung, nachdem sie den Regler ( $G_c(s)$ ) und die Strecke ( $G_p(s)$ ) durchlaufen hat, bei „B“ mit gleicher Phase und Amplitude ankommt, wird eine anhaltende Schwingung erzeugt und das System ist grenzstabil. Mit anderen Worten: Instabilität entsteht, wenn das Produkt aus dem Regler- (einschließlich der invertierenden Wirkung des Fehlerverstärkers) und der Streckenübertragungsfunktion, der so genannten Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises ( $G_{ol}(s)$ ), eine Gesamtphasenverschiebung von 360° oder mehr zu einem sinusförmigen Signal mit

## APPLICATION NOTE

### ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

Durchtrittsfrequenz (0 dB, Gain=1) aufweist. Beachten Sie, dass die invertierende Wirkung der negativen Rückkopplung (entspricht einer Phasenverschiebung von 180°), bei der Messung nicht von  $G_C(s)$  getrennt werden kann und dann einfach als Minuszeichen für  $G_C(s)$  in der Definition der aufgezeichneten Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises (E.10) erscheint.

$$G_{OL}(s) = -G_C(s) \cdot G_P(s) \quad (\text{E.10})$$

Basierend auf den obigen Ausführungen entspricht bei den in diesem Dokument gezeigten Messungen die Phase der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises bei der Durchtrittsfrequenz direkt der „Phasenreserve“ (Phase Margin, PM). Aus E.10 ist ersichtlich, wie der Frequenzgang (Bode-Diagramm) der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises durch Addition des Amplituden- und Phasengangs der Regler- und Streckenübertragungsfunktionen entsteht. Sobald der Regler so ausgelegt ist, dass er gute Stabilitätsreserven für eine bestimmte Strecke erzielt, werden Variationen der Streckencharakteristik, die durch Änderungen an den Ausgangskondensatoren verursacht werden, ihrerseits die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises verändern, was zu einer Instabilität des Regelsystems führen kann.

Im folgenden Abschnitt wird anhand von Versuchsergebnissen an einem realen VM-CCM Abwärtswandler gezeigt, wie dies unter Berücksichtigung verschiedener Designszenarien ohne Weiteres geschehen kann.

### 03. FALLBEISPIEL: AUSWIRKUNGEN DES BLOCKKONDENSATORS

Die Kapazität, die erforderlich ist, um die Ausgangsspannungswelligkeit (bei der Schaltfrequenz) auf ausreichend niedrige Werte (z. B. 0,5 % von  $V_{out}$ ) zu dämpfen, ist in der Regel viel geringer als der Betrag, der für die Energiespeicherung erforderlich ist, um die Anforderungen an das Lastsprungsverhalten zu erfüllen.

Man betrachtet die folgende beispielhafte Spezifikation eines VM-CCM-Abwärtswandlers:

Spezifikation-1:  $V_{in} = 12 \text{ V}$ ,  $V_{out} = 5 \text{ V}$ ,  $I_{out} = 4 \text{ A}$ ,  $F_{sw} = 400 \text{ kHz}$ ,  $L = 4,7 \text{ } \mu\text{H}$  (WE-MAPI 5030 74438367047)

Um eine Amplitude der Ausgangsspannungswelligkeit von weniger als 0,4 % von  $V_{out}$  (d. h. in diesem Fall 20 mV) zu erreichen, ist eine Kapazität von etwa 26  $\mu\text{F}$  erforderlich (unter Berücksichtigung eines vernachlässigbaren ESR durch die Verwendung von Keramikvielschicht-Chipkondensatoren (MLCCs)):

$$C_{out} > \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{sw} \cdot \Delta V_{out}} = \frac{1.7}{8 \cdot 400 \text{ k} \cdot 0,020} \approx 26,5 \text{ } \mu\text{F} \quad (\text{E.11})$$

Die obige Anforderung kann durch die Parallelschaltung von drei WCAP-CSGP 885012209028-Kondensatoren (10  $\mu\text{F}$ , 25 V, 1210, X7R) erfüllt werden. Die REDEXPERT-Kurven in Abbildung 7 zeigen einen ESR von etwa 2 m $\Omega$  bei 400 kHz mit einem Kapazitätsverlust von nur 4,9 % bei 5 V Vorspannung, was in 9,5  $\mu\text{F}$  resultiert. Diese Anordnung würde also einem einzelnen Kondensator mit etwa 28  $\mu\text{F}$  und 0,7 m $\Omega$  entsprechen, der im Folgenden als „Co1“ bezeichnet wird.

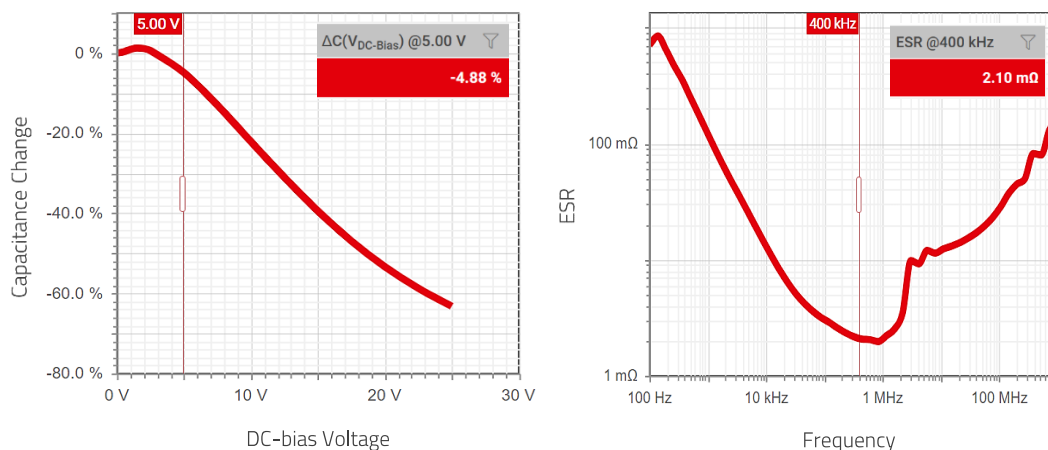


Abbildung 7: REDEXPERT-Daten für WCAP-CSGP 885012209028

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

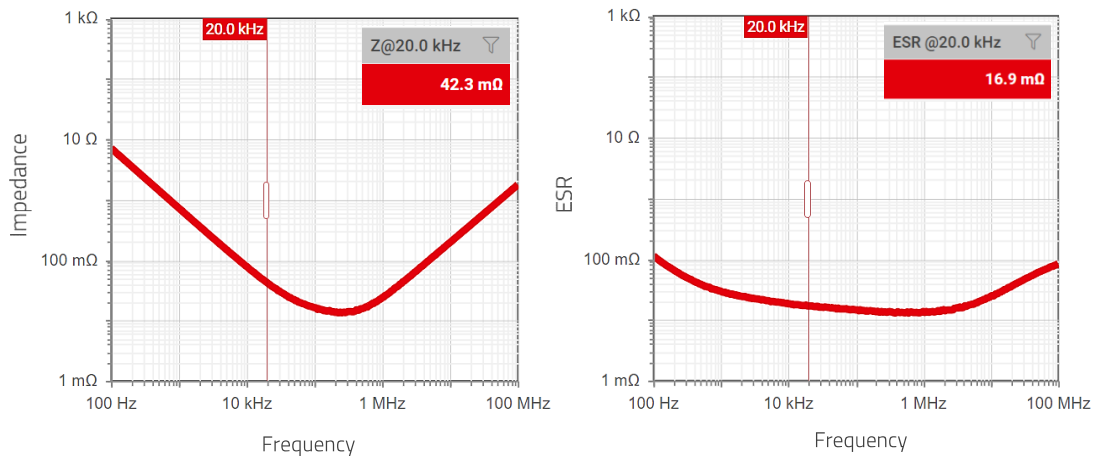


Abbildung 8: REDEXPERT-Daten für WCAP-HSAH 875585345004

Die sogenannte „Blockkapazität“ wird hinzugefügt, um die Transientenspezifikationen zu erfüllen. Betrachten wir beispielsweise die Anforderung, dass die Unterschreitung der Ausgangsspannung maximal 2 % von  $V_{out}$  (d. h. 100 mV) für einen Lastsprung von 1,5 bis 3,5 A betragen soll. Bei einer Bandbreite der Regelschleife von 20 kHz liefert Formel E.12 (vorgeschlagen in [2]) eine Abschätzung der minimal erforderlichen Blockkapazität, die in diesem Fall bei 160  $\mu\text{F}$  liegt. Diese Forderung kann unter Verwendung eines einzigen WCAP-HSAH 875585345004-Hybridpolymerkondensators (220  $\mu\text{F}$ , 16 V, 17 m $\Omega$  (bei 20 kHz)) erfüllt werden. Dieser Kondensator, dessen REDEXPERT-Kurven in Abbildung 8 dargestellt sind, wird im Folgenden als „Co2“ bezeichnet.

$$C_{out\_min} \approx \frac{\Delta I_{out}}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \Delta V_{out}} = \frac{2}{2 \cdot \pi \cdot 20 \text{ k} \cdot 0.1} \approx 160 \mu\text{F} \quad (\text{E.12})$$

In Abbildung 9 ist der VM-CCM-Abwärtswandlers dargestellt, wobei die Ausgangskondensatoren hervorgehoben sind. Die gemessene Streckenübertragungsfunktion in Abbildung 10 zeigt eine Amplitude von -8,5 dB und eine Phase von -146° bei 20 kHz.

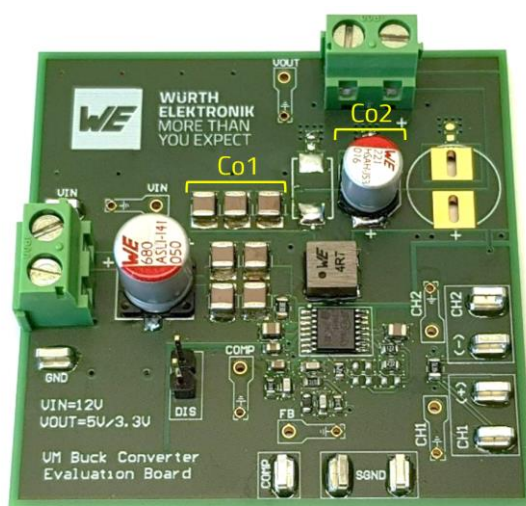


Abbildung 9: VM-CCM-Abwärtswandlerplatine mit Ausgangskondensatoren Co1 und Co2

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

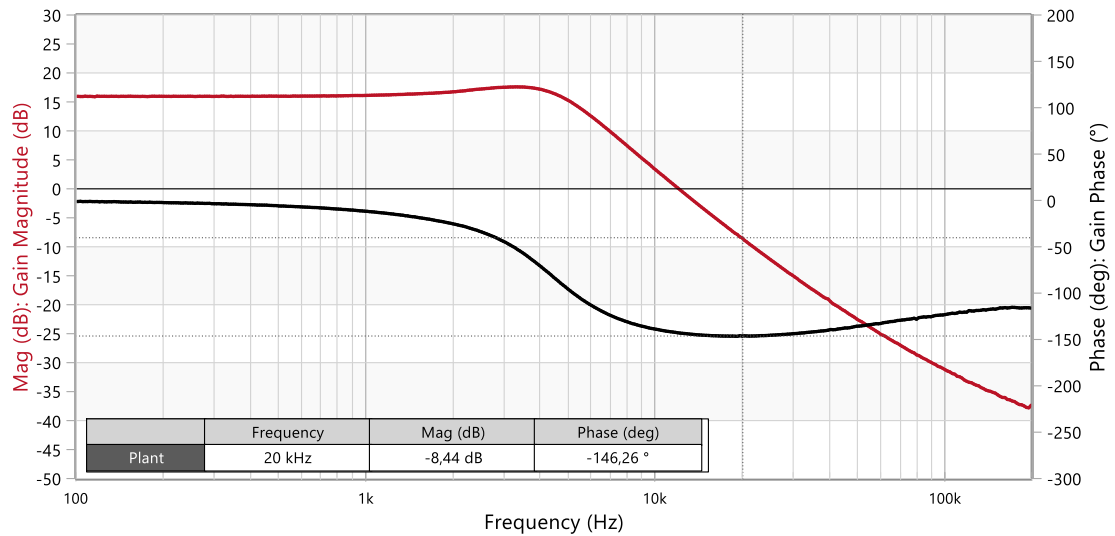


Abbildung 10: Gemessenes Bode-Diagramm der Streckenübertragungsfunktion des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Co1+Co2 (Bode100™)

Ein Typ-3-Regler mit einer Verstärkung von 8,5 dB und einer Phase von 206° bei 20 kHz würde zu einer Durchtrittsfrequenz von 20 kHz und einer Phasenreserve von 60° führen. Durch Auswahl der folgenden Standardkomponenten (vgl. Abbildung 1 als Schaltplanreferenz) werden eine Durchtrittsfrequenz von 21 kHz und eine Phasenreserve von 58° erreicht, wie in Abbildung 11 gezeigt. Die Auslegung des Typ-3-Reglers würde den Rahmen dieses Dokuments sprengen, aber [3] kann diesbezüglich zurate gezogen werden. Abbildung 12 zeigt, dass das Lastsprungverhalten mit einem Unterschwinger von etwa 75 mV die Spezifikation problemlos erfüllt.

Regler-1 →  $R_1 = 73,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{low} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 68 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 470 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 33 \text{ pF}$  und  $C_3 = 330 \text{ pF}$

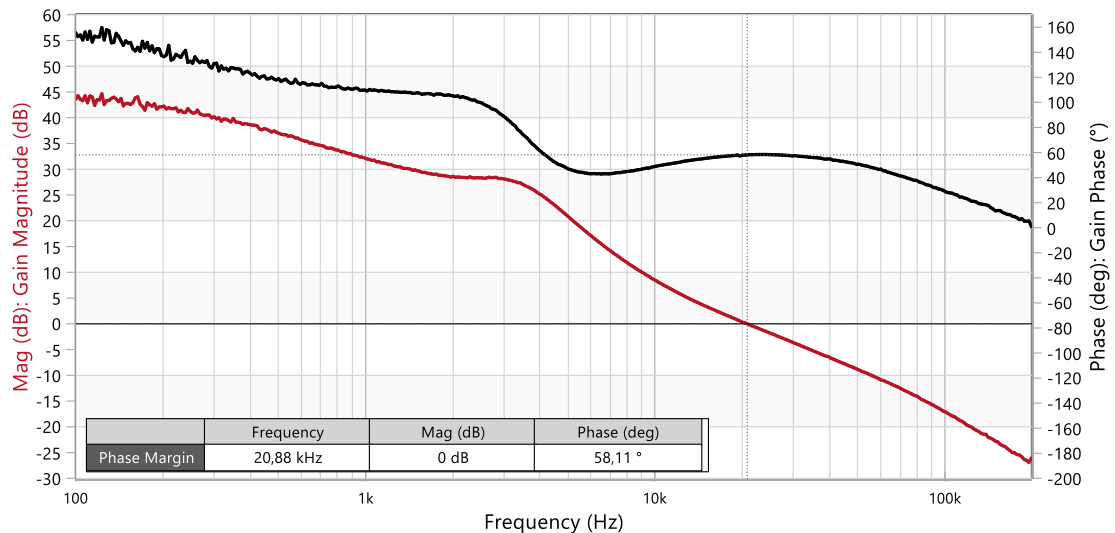


Abbildung 11: Gemessenes Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-1 und Co1+Co2 (Bode100™)



## APPLICATION NOTE

### ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

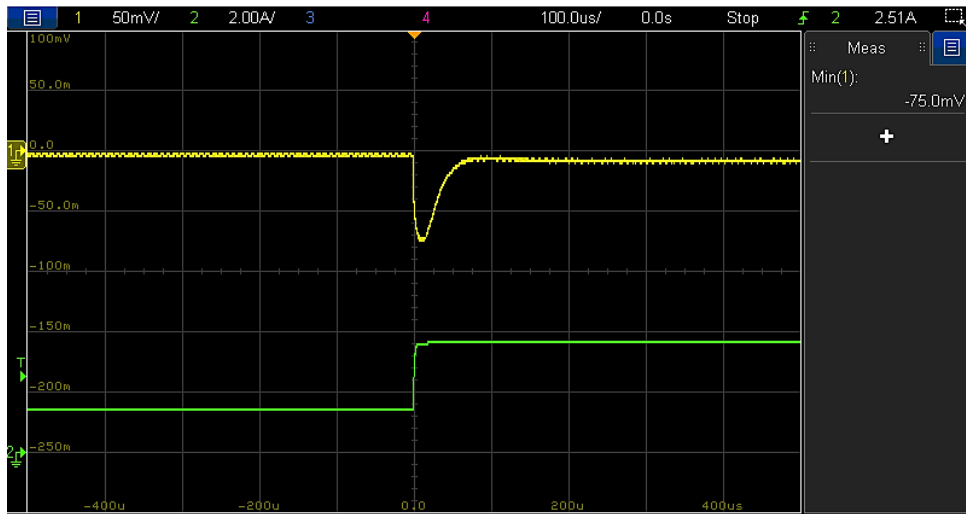


Abbildung 12: Lastsprungverhalten (1,5 A bis 3,5 A, 1 A/µs) des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-1 und Co1+Co2 ( $V_{out}(t)$ ,  $I_{out}(t)$ )

Zu beachten ist, dass der Blockkondensator bei der Schaltfrequenz von 400 kHz so gut wie keinen Einfluss auf die Dämpfung der Ausgangsspannungswelligkeit hat. Abbildung 13 zeigt den Impedanzverlauf von Co1, Co2 sowie die gesamte Ausgangsimpedanz des Wandlers im Betrieb mit geschlossenem Regelkreis für 2 A Ausgangsstrom (LTspice™-Simulation). Es lässt sich beobachten, dass bei 400 kHz die Ausgangsimpedanz des Konverters von Co1 (d. h. drei WCAP-CSGP 885012209028-Kondensatoren) dominiert wird, während die Impedanz zwischen 20 kHz und annähernd 200 kHz von Co2 (d. h. einem WCAP-HSAH 875585345004-Kondensator) dominiert wird. Unterhalb der Durchtrittsfrequenz von 20 kHz wird die Ausgangsimpedanz des Wandlers vom Regelkreis bestimmt, wodurch sich ein viel niedrigeren Wert als die Impedanz der Ausgangskondensatoren ergibt. Neben der Hauptaufgabe, die Ausgangsspannung trotz variierender Betriebsbedingungen im Bereich des Sollwerts zu halten, ist eine niedrigere Ausgangsimpedanz des Wandlers und die damit verbundene Verbesserung des Lastsprungverhaltens einer der Vorteile eines sorgfältig konzipierten Regelkreises. Auf dieser Grundlage kann es verlockend sein, den Blockkondensator einfach wegzulassen, wenn die Anforderungen an die Lasttransienten zu einem späteren Zeitpunkt gelockert werden oder das Design für eine andere Spezifikation wiederverwendet wird, die dies zulässt. Abbildung 14 zeigt, welche Folgen dies hat, wenn Sie das tun und dabei den Regler ignorieren. Sobald der Wandler eingeschaltet wird, oszilliert die Ausgangsspannung mit einer Amplitude von etwa 600 mV und einer Schwingungsfrequenz von etwa 80 kHz (dies hat nichts mit der Restwelligkeit der Schaltfrequenz bei 400 kHz zu tun). Zudem arbeitet der Controller fehlerhaft und schaltet nach dem Zufallsprinzip ein und aus. Der Regelkreis ist instabil geworden!

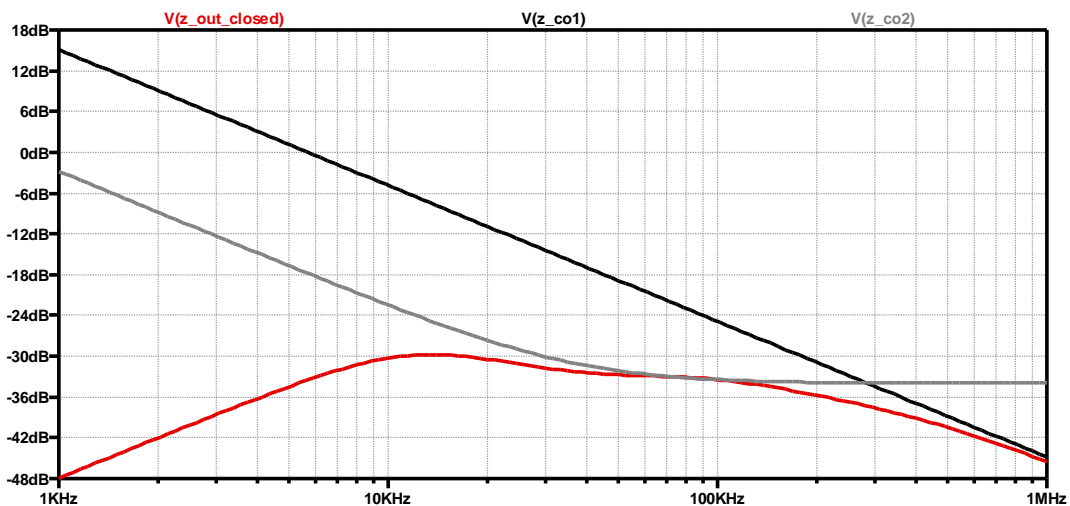


Abbildung 13: Impedanz vs. Frequenz (Ausgangsimpedanz des geschlossenen Regelkreises ( $I$ ), Co1-Impedanz ( $II$ ), Co2-Impedanz ( $III$ )) (LTspice™)

## APPLICATION NOTE

### ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

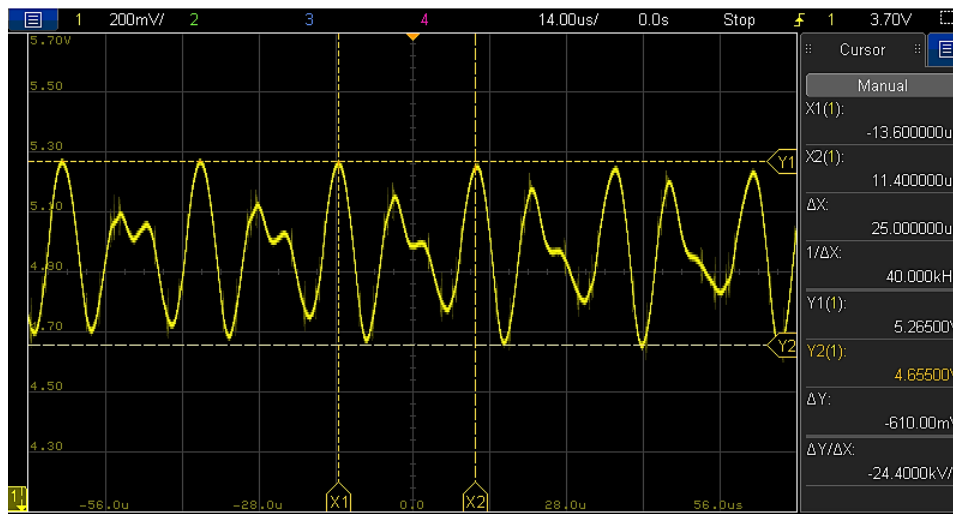


Abbildung 14: Instabiler Betrieb des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-1 und ohne Co2 ( $V_{out}(I)$ )

Unter solchen Betriebsbedingungen wäre jeder Versuch, den Frequenzgang direkt zu messen, vergebens. Es gibt jedoch alternative Verfahren, mit denen sich bestätigen lässt, dass ein solches Verhalten tatsächlich durch einen instabilen Regelkreis verursacht wird. Eine Möglichkeit wäre die Verwendung eines analytischen Modells wie im obigen Abschnitt 2 dieses Dokuments beschrieben. Andere Optionen sind SPICE-Simulationen oder sogar (indirekt) experimentelle Ergebnisse. Dieser letzte Ansatz besteht darin, den äquivalenten Leerlauf Frequenzgang zu generieren, indem die gemessenen Frequenzgangkurven von Regler-1 und der Strecke ohne Co2 addiert werden, die beide mit stabilem Regelkreis gemessen wurden (d. h. Regler-1, gemessen mit hinzugefügtem Co2, und die Strecke, gemessen ohne Co2, aber mit Regler-2, wie später gezeigt). Die Ergebnisse dieses experimentellen Ansatzes sind in Abbildung 15 zu sehen, wo eine negative Phasenreserve von  $-15^\circ$  die Instabilität bestätigt. Dabei ist zu beobachten, dass die in Abbildung 14 ermittelte Oszillationsfrequenz der Ausgangsspannung von 80 kHz sehr nahe an der Durchtrittsfrequenz von 89 kHz in Abbildung 15 liegt.

Für weitere Erkenntnisse werden in Abbildung 16 die gemessenen Bode-Diagramme der Streckenübertragungsfunktion mit und ohne Blockkondensator verglichen. Die beiden oberen Kurven entsprechen der Amplitude (Bezugsachse links) und die beiden unteren Kurven der Phase (Bezugsachse rechts). Nach dem Entfernen des Blockkondensators erhöht sich die Frequenz des Doppelpols von 5 kHz auf 14 kHz und damit auch sein Gütefaktor von 1,2 auf 2,5. Die ESR-Nullstelle verschiebt sich von ca. 50 kHz auf 8,2 MHz und „verschwindet“ somit aus dem Frequenzgang – und mit ihr auch die nützliche Phasenhebung im Bereich zwischen 20 kHz und 100 kHz. In diesem Frequenzbereich haben diese Variationen die kombinierte Wirkung einer Verstärkungserhöhung und einer zusätzlichen Phasenverzögerung. Folglich verschiebt sich mit Regler-1 die resultierende Durchtrittsfrequenz aufgrund der Verschiebung der Doppelpolfrequenz nach oben auf etwa 80 bis 100 kHz – in einem Bereich, in dem die vom Regler verursachte Phasenhebung geringer (siehe Abbildung 15) und die Streckenphasenverzögerung höher ist (aufgrund des Fehlens der ESR-Nullstelle). Das ist eine ungünstige Kombination.

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

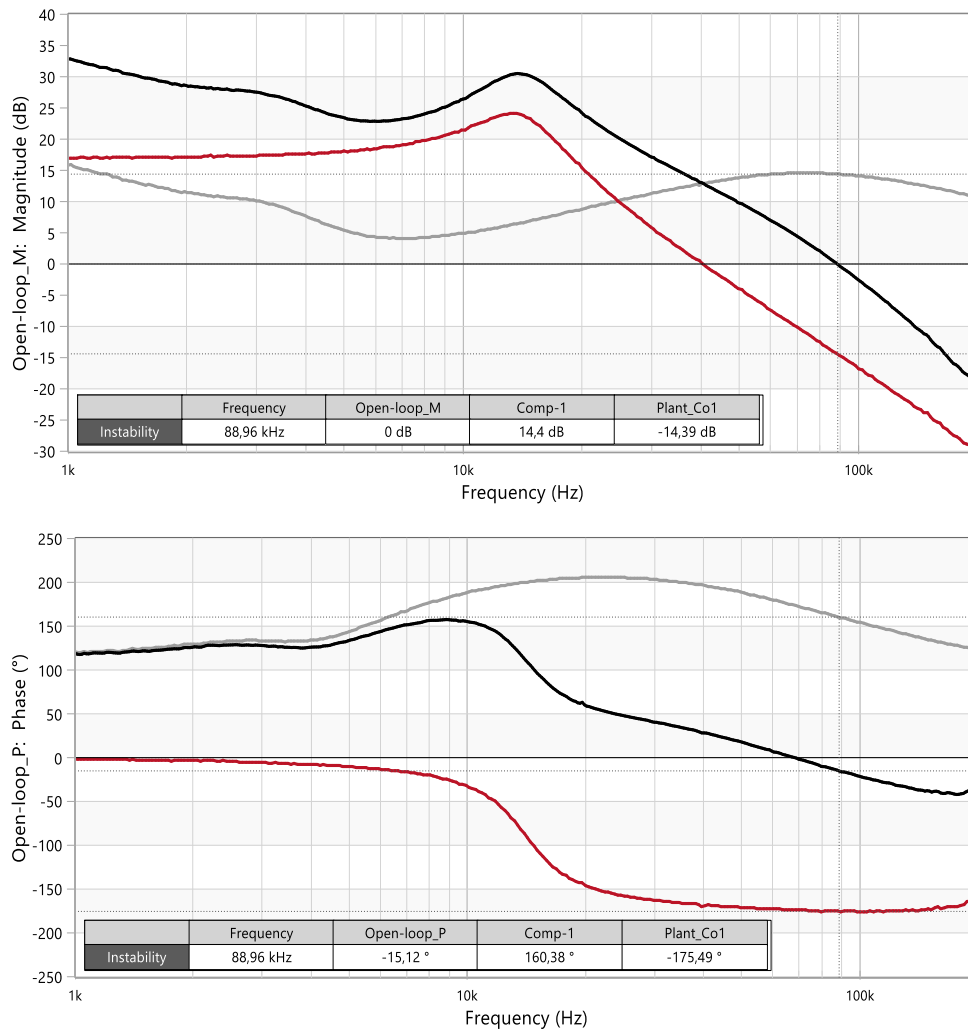


Abbildung 15: Bode-Diagramme der gemessenen Streckenübertragungsfunktion (nur mit Co1 (I)), des gemessenen Regler-1 (I) und der generierten Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises (II) (Bode 100™)

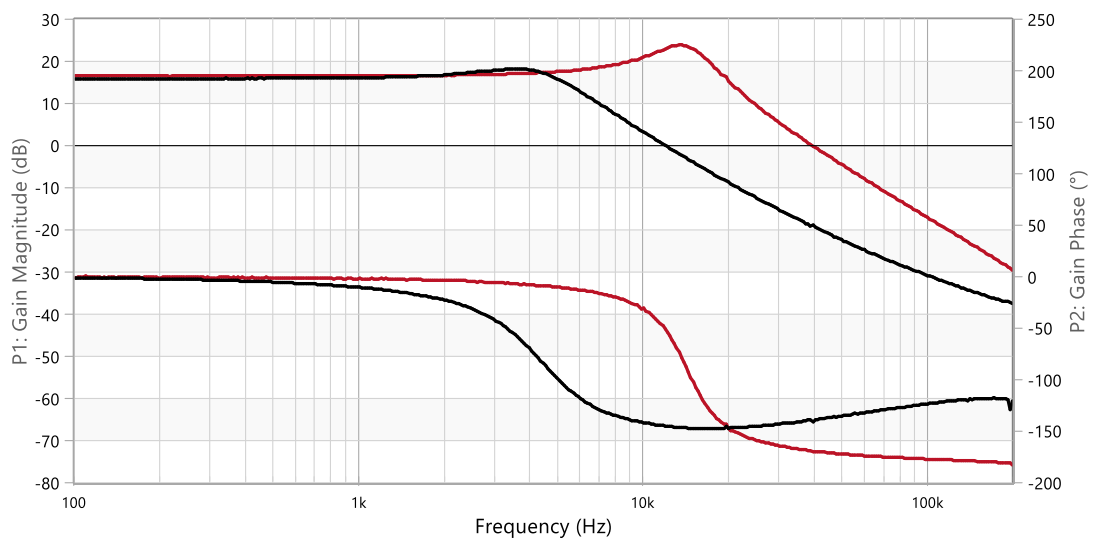


Abbildung 16: Vergleich der gemessenen Streckenübertragungsfunktion: nur Co1 (I), Co1+Co2 (II). Amplitude (dB) (obere Kurven). Phase (°) (untere Kurven) (Bode 100™)

## APPLICATION NOTE

### ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

Eine Neuauslegung des Reglers ist notwendig, um den Wandler auch ohne Blockkondensator stabil zu gestalten. Unter Berücksichtigung der ursprünglichen Spezifikation einer Durchtrittsfrequenz von 20 kHz und einer Phasenreserve von 60° werden die Reglerbauteile neu berechnet und die folgenden Standardwerte gewählt:

Regler-2 →  $R_1 = 73,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{low} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 6,8 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 470 \text{ pF}$  und  $C_3 = 330 \text{ pF}$

Der gemessene Frequenzgang des offenen Regelkreises in Abbildung 17 zeigt eine Durchtrittsfrequenz von 21 kHz, eine Phasenreserve von 59,9° und eine Amplitudenreserve von knapp 25 dB. Das gutmütige Lastsprungverhalten in Abbildung 18 bestätigt die Stabilität, auch wenn die Amplitude des Unterschingers aufgrund der geringeren Energiespeicherkapazität ohne den Blockkondensator mit 0,5 V erwartungsgemäß deutlich größer ausfällt.

Im Hinblick auf die Robustheit des Designs mag es sich etwas unangenehm anfühlen, dass die Durchtrittsfrequenz nun ziemlich nahe an der Doppelpolfrequenz liegt. Nur etwa 8 dB Dämpfung reichen aus, um die Doppelpolspitze unter die 0-dB-Linie fallen zu lassen, was zu einer plötzlichen Absenkung der Durchtrittsfrequenz unter 1 kHz führt, ein Bereich wo der Regelkreis nicht genug Verstärkung aufweist, um die Doppelpolresonanz auszugleichen.

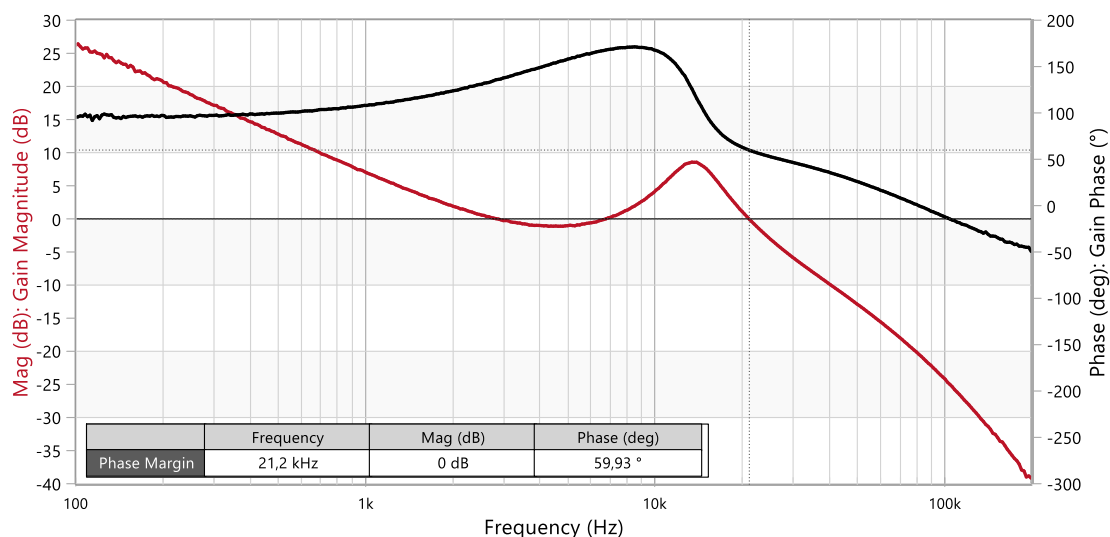


Abbildung 17: Gemessenes Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-2 und nur  $C_{o1}$  (Bode100™)

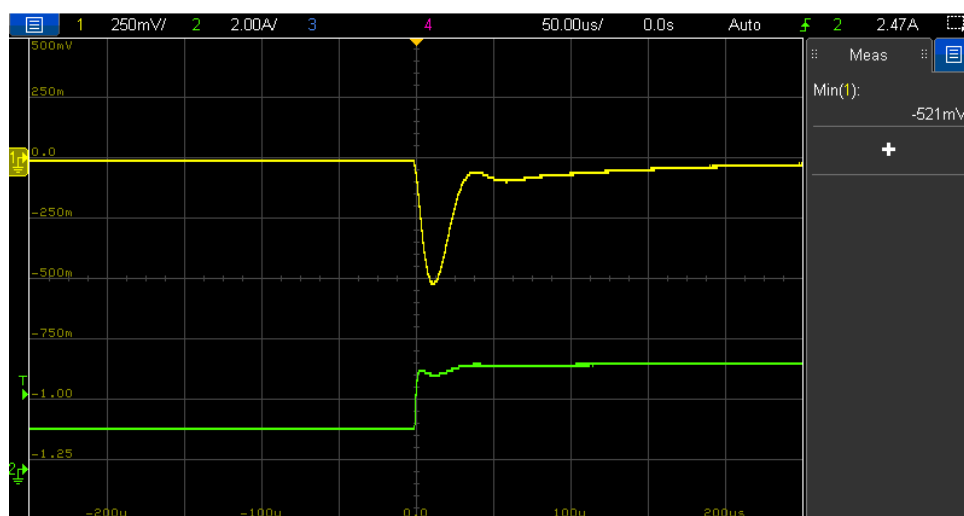


Abbildung 18: Lastsprungverhalten (1,5 A bis 3,5 A, 1 A/µs) des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-2 und nur  $C_{o1}$  ( $V_{out}$  (I),  $I_{out}$  (II))

## APPLICATION NOTE

### ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

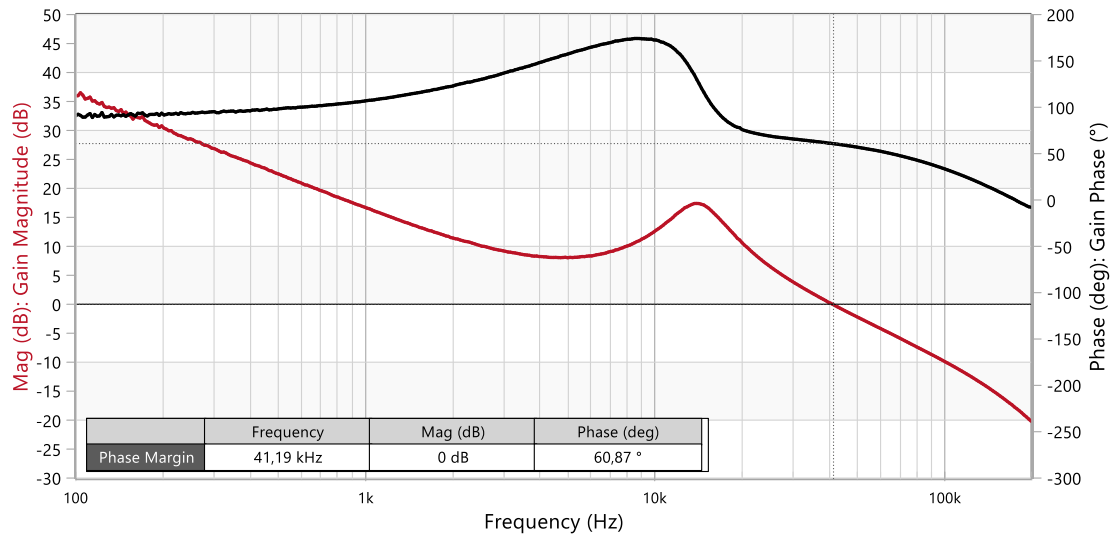


Abbildung 19: Gemessenes Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-3 und nur Co1 (Bode100™)

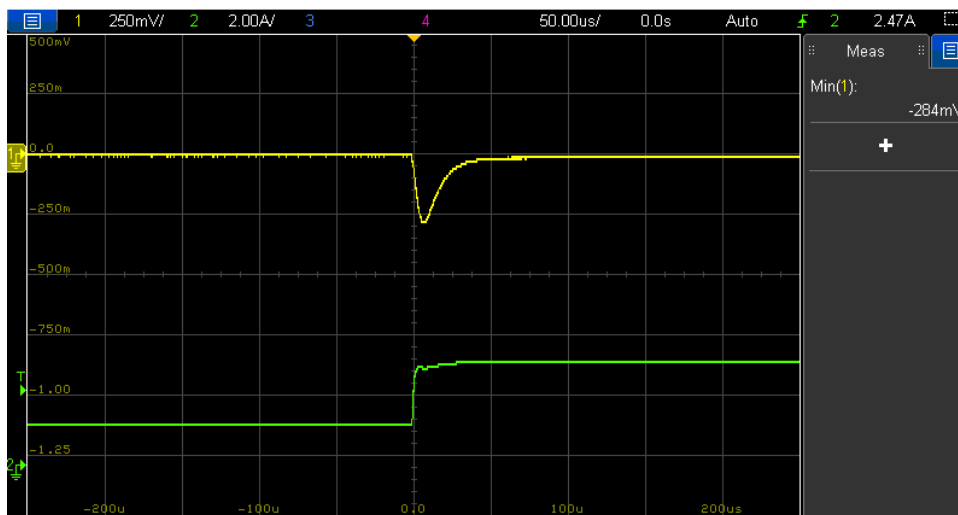


Abbildung 20: Lastsprungverhalten (1,5 A bis 3,5 A, 1 A/µs) des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-3 und nur Co1 ( $V_{out}$  (I),  $I_{out}$  (II))

Keine Sorge: Den Regler kann man auf eine höhere Durchtrittsfrequenz von 40 kHz auslegen – ohne zusätzliche Kosten und mit dem einzigen Nachteil einer erhöhten Anfälligkeit des Regelkreises für Störungen höherer Frequenzen. Die Werte der Reglerbauteile ergeben sich wie folgt:

$$\text{Regler-3} \rightarrow R_1 = 73,2 \text{ k}\Omega, R_{low} = 10 \text{ k}\Omega, R_2 = 13 \text{ k}\Omega, R_3 = 2,2 \text{ k}\Omega, C_1 = 2,2 \text{ nF}, C_2 = 47 \text{ pF} \text{ und } C_3 = 330 \text{ pF}$$

Abbildung 19 zeigt das robustere Design, bei dem nun über 18 dB Dämpfung benötigt werden, um den Spitzenwert unter die 0-dB-Linie zu senken. Außerdem bringt die Erhöhung der Durchtrittsfrequenz einen weiteren Vorteil mit sich: Sie verbessert das Lastsprungverhalten und senkt die Amplitude des Unterschwingers dank der höheren Bandbreite und der schnelleren Reaktionszeit des Regelkreises auf 0,28 V (Abbildung 20).

An dieser Stelle könnte man sich fragen, was passieren würde, wenn man den Blockkondensator (Co2) hinzufügen würde, ohne den Regler anzupassen. Aus den Messergebnissen in den Abbildung 21 und Abbildung 22 geht hervor, dass das System in diesem Fall viel nachsichtiger ist, da die Phasenreserve nur geringfügig auf 49° sinkt, wodurch sich ein gutmütiges Lastsprungverhalten ergibt. Für ein besseres Lastsprungverhalten und eine höhere Robustheit des Regelkreises wäre eine neue Auslegung des Reglers zwar empfehlenswert, sie ist aber im Hinblick auf die Stabilität keineswegs zwingend erforderlich.

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

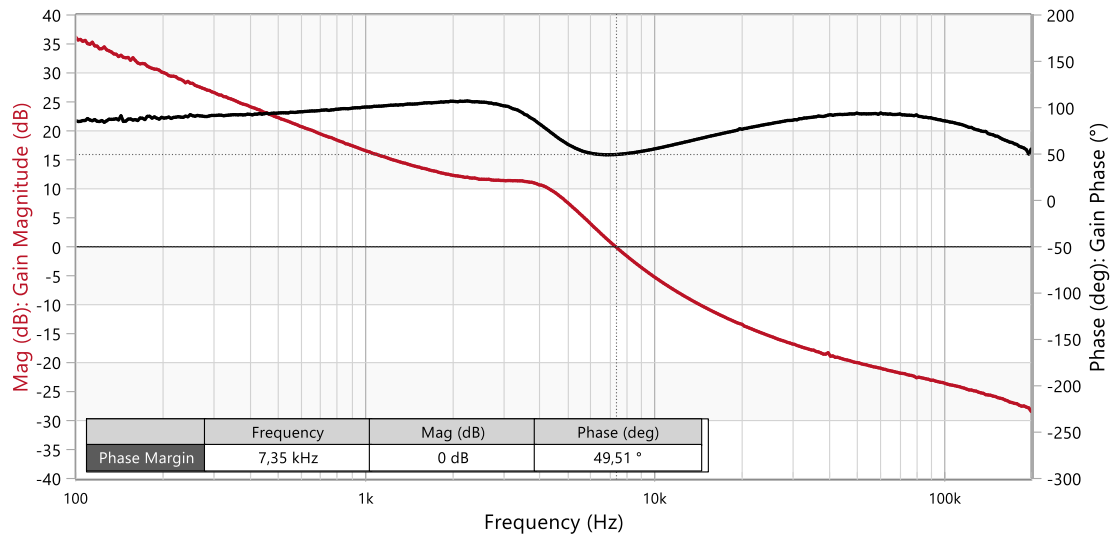


Abbildung 21: Gemessenes Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-3 und Co1+Co2 (Bode 100™)

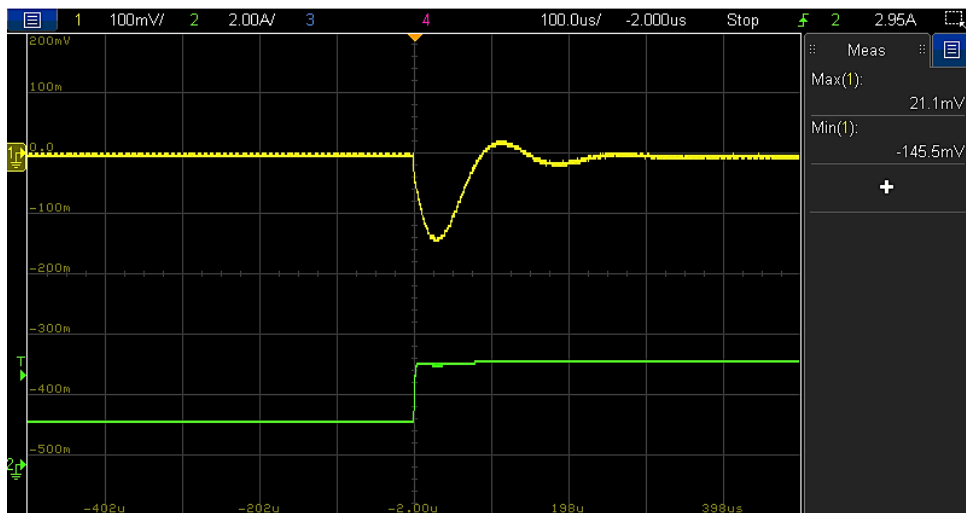


Abbildung 22: Lastsprungverhalten (1,5 A bis 3,5 A, 1 A/ $\mu$ s) des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-3 und Co1+Co2 ( $V_{out}$  (I),  $I_{out}$  (II))

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

### 04. FALLBEISPIEL: WIRKUNG DES ESR

Im obigen Fall traten sowohl bei der Kapazität als auch beim ESR-Wert beachtliche Schwankungen auf, wenn der Blockkondensator (Co2) hinzugefügt oder entfernt wurde. Es gibt jedoch Situationen in einem Designzyklus, in denen der Ausgangskondensator einfach durch ein gleichwertiges Teil ersetzt werden muss (d. h. mit der gleichen Kapazität und einem ähnlichen – oder niedrigeren – ESR). Dies kann z. B. aufgrund von Lieferengpässen, einem Wechsel der Bestückungsmethode (etwa von THT zu SMT), geänderten mechanischen Anforderungen oder einfach aus Gründen der Kostensenkung notwendig werden. Könnte bereits eine moderate ESR-Änderung ausreichen, um die Stabilität des Regelkreises des Wandlers zu gefährden?

Betrachten wir die folgende Basisspezifikation eines Abwärtswandlers:

Spezifikation-2:  $V_{in} = 12\text{ V}$ ,  $V_{out} = 3,3\text{ V}$ ,  $I_{out} = 4\text{ A}$ ,  $F_{sw} = 400\text{ kHz}$ ,  $L = 4,7\text{ }\mu\text{H}$  (MAPI 5030 74438367047)

Der Hauptunterschied zur Basisspezifikation des vorherigen Beispiels ist die niedrigere Ausgangsspannung (3,3 V statt 5 V). Daher können die gleichen WCAP-CSGP MLCC-Kondensatoren (Co1) verwendet werden, um die Anforderungen an die Ausgangsspannungswelligkeit zu erfüllen, nun aber in Kombination mit dem „Elektrolyt-Blockkondensator“ WCAP-ATLI 860080474010 (220  $\mu\text{F}$ , 25 V, 70 m $\Omega$  (bei 30 kHz), THT, (Höhe 11,5 mm, Durchmesser 8 mm)), der im Folgenden als „Co3“ bezeichnet wird.

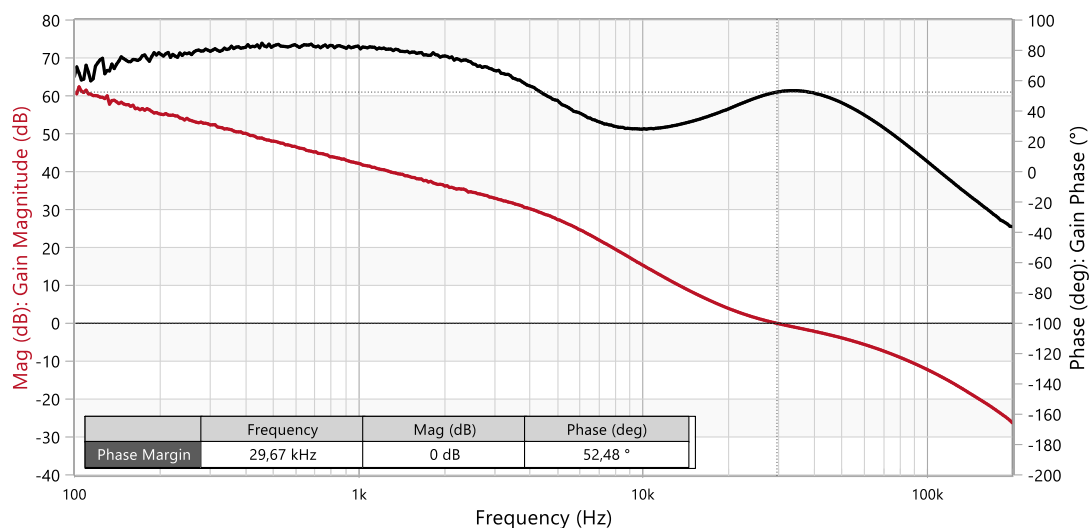


Abbildung 23: Gemessenes Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-4 und Co1+Co3 (Bode100™)

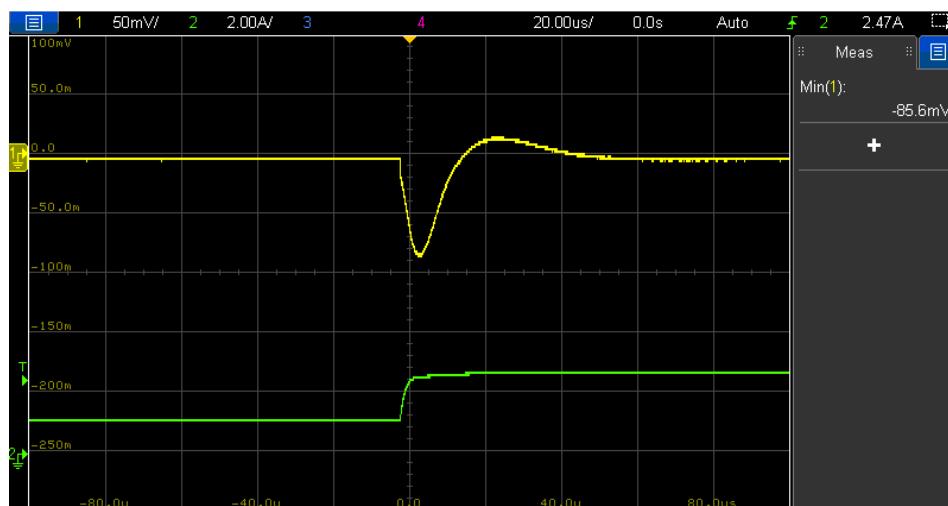


Abbildung 24: Lastsprungverhalten (1,2 A bis 2,7 A, 1 A/ $\mu\text{s}$ ) des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-4 und Co1+Co3 ( $V_{out}$  (I),  $I_{out}$  (II))

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

Mit den folgenden Werten für die Reglerbauteile ergibt sich eine Durchtrittsfrequenz von 30 kHz bei einer Phasenreserve von 52° (Abbildung 23). Das Lastsprungverhalten ist in Abbildung 24 gezeigt.

Regler-4 →  $R_1 = 45,5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{low} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 73,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 13 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 150 \text{ pF}$ ,  $C_2 = 33 \text{ pF}$  und  $C_3 = 100 \text{ pF}$

Nehmen wir an, dass bei einer späteren Überarbeitung des Designs eine maximale Höhe von 4 mm vorgeschrieben ist und alle Komponenten SMT sein müssen. In diesem Fall wäre der H-Chip-Polymerkondensator WCAP-PHGP 875015119006 (220  $\mu\text{F}$ , 6,3 V, 5 m $\Omega$  (bei 30 kHz), SMT, Höhe 1,9mm) eine geeignete Wahl. Er wird im Folgenden als „Co4“ bezeichnet. Dieser kompakte Kondensator hat die gleiche Kapazität wie Co3, aber einen niedrigeren ESR, was von Vorteil ist, da er nicht nur Co3, sondern auch die drei MLCC-Kondensatoren (Co1) insgesamt ersetzen könnte. Gleichzeitig bleibt die Schaltfrequenzwelligkeit innerhalb der Spezifikation und das Lastsprungverhalten wird weiter verbessert. Co1 bleibt jedoch weiterhin vorhanden, um einen korrekten Vergleich mit Co3 zu ermöglichen. Die REDEXPERT-Daten für die beiden Kondensatoren Co3 und Co4 sind in Abbildung 25 links bzw. rechts dargestellt.

Nach dem Ersetzen von Co3 durch Co4 jeweils mit Regler-4 befindet sich der Regelkreis (12 V bis 3,3 V, 2,5 A) am Rande der Instabilität mit einer gemessenen Phasenreserve von unter 3° und einer Durchtrittsfrequenz um 18 kHz (Abbildung 26).

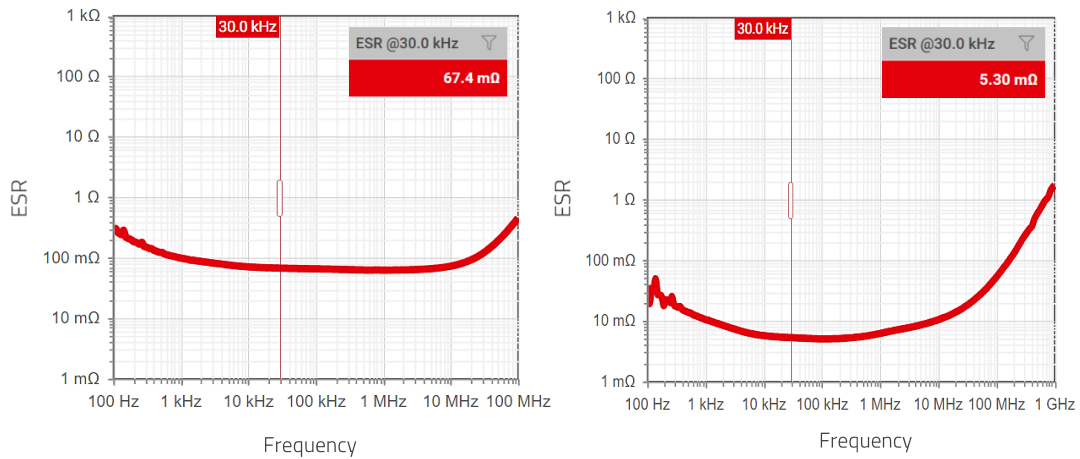


Abbildung 25: REDEXPERT ESR-Daten für Co3 (WCAP-ATLI 860080474010, links) und Co4 (WCAP-PHGP 875015119006, rechts)

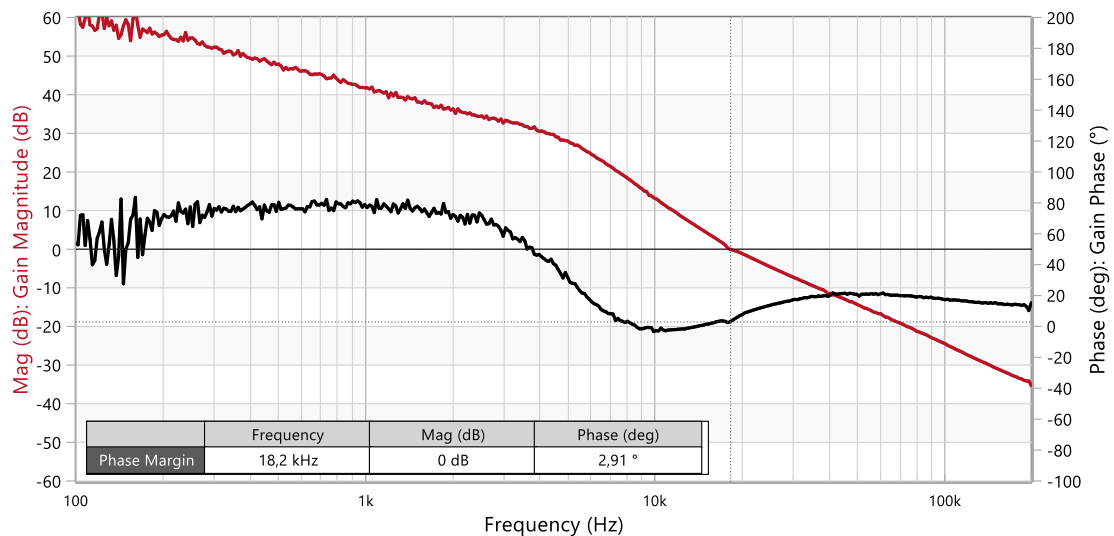


Abbildung 26: Gemessenes Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-4 und Co1+Co4 (Bode100™)



## APPLICATION NOTE

### ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

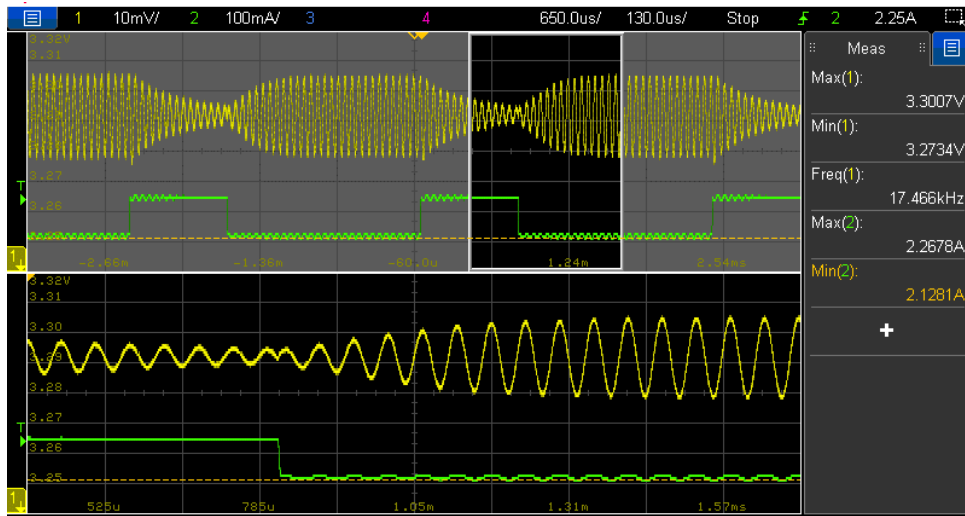


Abbildung 27: Schwingverhalten bei einem kleinen Lastsprung (2,15 A auf 2,3 A) des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-4 und Co1+Co4 ( $V_{out}$  (I),  $I_{out}$  (II))

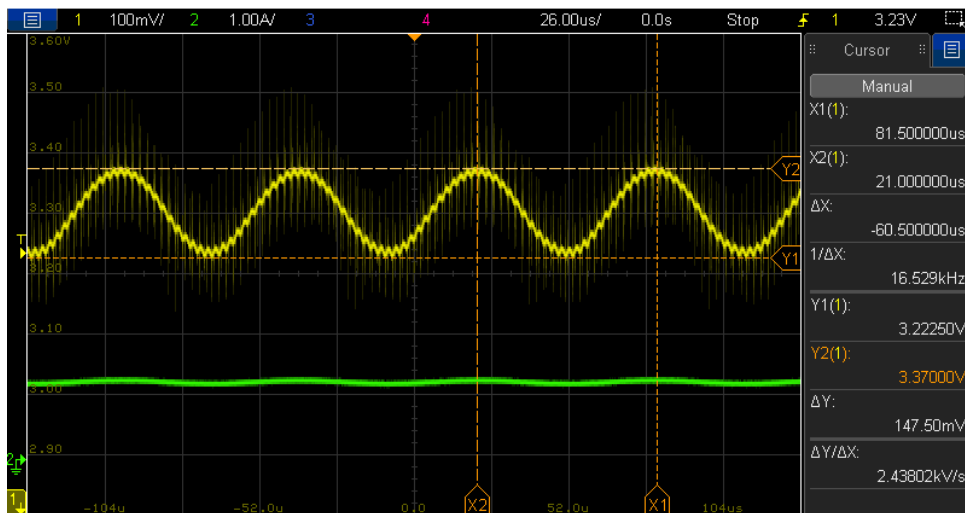


Abbildung 28: Dauerschwingung des VM-CCM-Abwärtswandlers (12 V bis 3,3 V, 1,3 A) mit Regler-4 und Co1+Co4 ( $V_{out}$  (I),  $I_{out}$  (II))

Trotz der noch geringen „theoretischen“ Stabilität ist der Wandler unter diesen Bedingungen unbrauchbar. In der Tat reichen bereits kleine Änderungen der Betriebsbedingungen des Wandlers (z. B. Eingangsspannung, Laststrom) und Standardabweichungen bei den Bauteilparametern (etwa Toleranz, Temperaturabhängigkeit usw.) aus, um den Wandler in die Instabilität zu treiben. In Abbildung 27 sind die Messergebnisse für eine kleine Lastsprünge zwischen 2,3 A und 2,15 A dargestellt. Es ist zu erkennen, wie die Abwärtstransiente auf 2,15 A eine Dauerschwingung bei 17,5 kHz verursacht, während bei der Aufwärtstransiente auf 2,3 A die Schwingungen langlebig sind, aber langsam abklingen, da das System oberhalb eines Laststroms von etwa 2,2 A immer noch eine geringe Phasenreserve hat. Nach dem Einschalten des Wandlers mit einem niedrigeren Ausgangsstrom von 1,3 A ( $R_L=2,5 \Omega$ ) tritt neben der DC-Ausgangsspannung von 3,3 V auch eine Dauerschwingung bei 16,5 kHz und mit einer Amplitude von 170 mV auf (Abbildung 28). Wird unter diesen Bedingungen eine Lastsprünge angelegt, geht der Wandler in einen unkontrollierten Betrieb über und schaltet dauerhaft zufällig ein und aus. Auffällig ist, dass in den Ergebnissen der Abbildung 27 und Abbildung 28 die Schwingungsfrequenz sehr nahe bei der in der vorherigen Abbildung 26 gemessenen Durchtrittsfrequenz von 18 kHz liegt, was die Instabilität des Regelkreises bestätigt.

Wie haben sich die Eigenschaften der Regelstrecke verändert, damit es zu diesem Szenario kommen konnte? Abbildung 29 zeigt den Vergleich des Frequenzgangs der Strecke für Co1+Co3 (schwarze Kurven) und Co1+Co4 (rote Kurven). Die beiden oberen Kurven entsprechen dem Amplitudengang (in dB), und die beiden unteren Kurven dem Phasengang (in Grad). Die gut gedämpfte Doppelpolfrequenz bleibt praktisch unverändert, was bei einer moderaten Änderung des ESR zu erwarten ist. Der Hauptunterschied ist die Verschiebung der ESR-Nullstellen im Frequenzbereich. Mit Co3 liegt dieser Wert bei etwa 9 kHz,

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

während er mit Co4 auf fast 100 kHz ansteigt. Dies führt zu einem steileren Abfall der Amplitudenkurve, was eine geringere Verstärkung und eine stärkere Phasenverschiebung im Frequenzbereich zwischen 10 kHz und 50 kHz zur Folge hat.

Infolgedessen verschiebt die geringere Verstärkung die Durchtrittsfrequenz von 30 kHz zu 18 kHz – also in einen Bereich, in dem die Phasendifferenz zwischen den beiden Streckenfrequenzgängen am größten (ca. 40°) und die Phasenhebung des Reglers geringer ist. Auch dies ist eine ungünstige Kombination.

Daher ist in diesem Fall eine Neuauslegung des Reglers erforderlich. Mit den folgenden Werten für die Reglerbauteile ergibt sich eine Durchtrittsfrequenz von 29,5 kHz bei einer Phasenreserve von 55° (Abbildung 30).

$$\text{Regler-5} \rightarrow R_1 = 45,5 \text{ k}\Omega, R_{\text{low}} = 10 \text{ k}\Omega, R_2 = 73,2 \text{ k}\Omega, R_3 = 2,7 \text{ k}\Omega, C_1 = 220 \text{ pF}, C_2 = 33 \text{ pF} \text{ und } C_3 = 330 \text{ pF}$$

In Abbildung 31 ist ein verbessertes Lastsprungverhalten zu erkennen, bei dem das Unterschwingen im Vergleich zum Ergebnis mit Co3 von 85 mV auf 45 mV gesunken ist. Dies ist im Wesentlichen auf den niedrigeren ESR des H-Chip-Polymerkondensators (Co4) zurückzuführen.

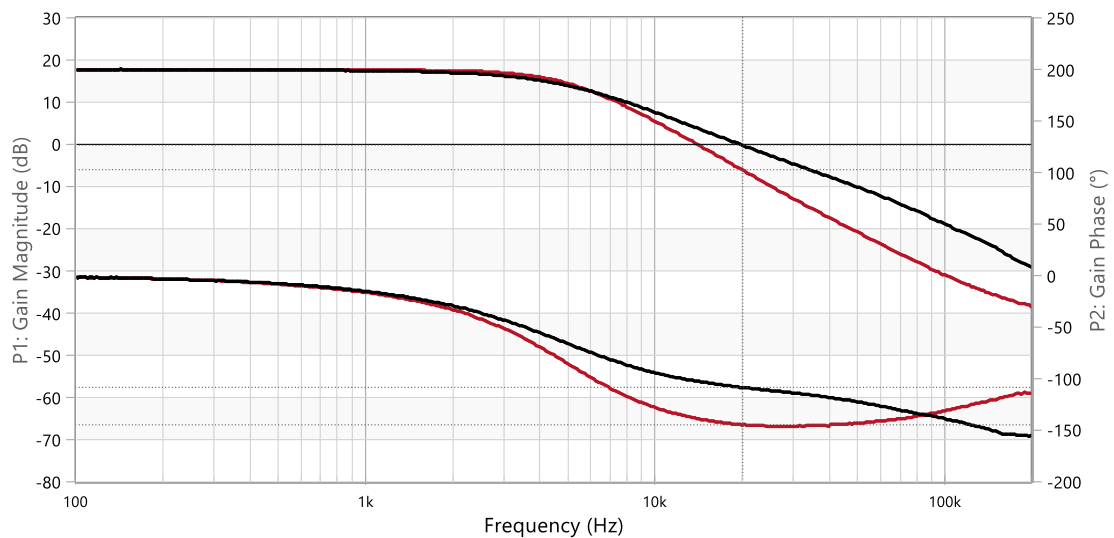


Abbildung 29: Vergleich der gemessenen Streckenübertragungsfunktion: Co1+Co4 (I), Co1+Co3 (II). Amplitude (dB) (obere Kurven), Phase (°) (untere Kurven) (Bode100™)

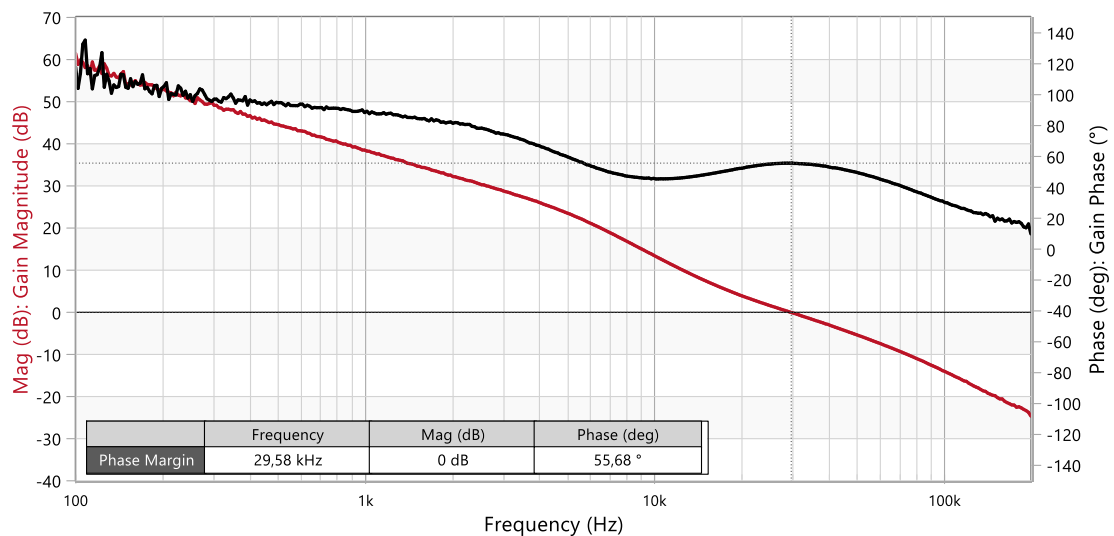


Abbildung 30: Gemessenes Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-5 und Co1+Co4 (Bode100™)

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

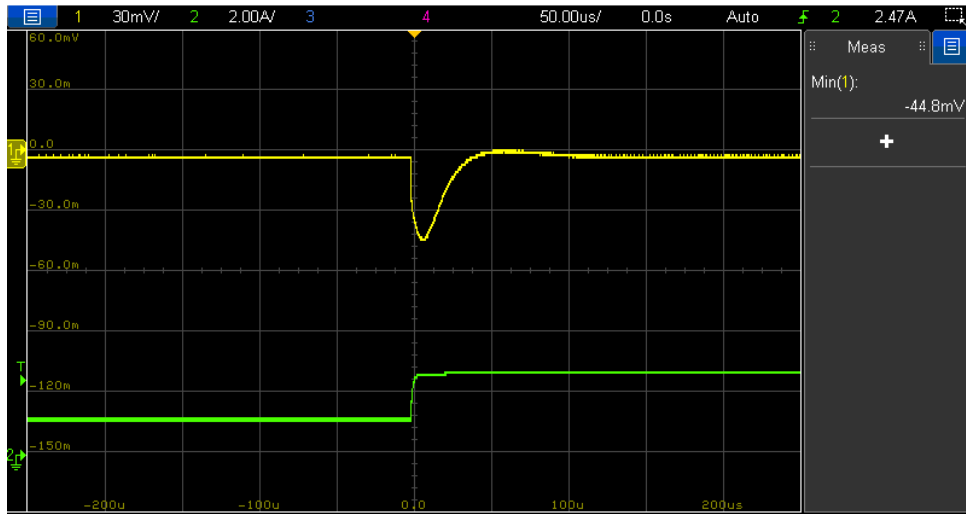


Abbildung 31: Lastsprungverhalten (1,2 A bis 2,7 A, 1 A/ $\mu$ s) des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-5 und Co1+Co4 ( $V_{out}$  (I),  $I_{out}$  (II))

Was würde passieren, wenn Co4 durch Co3 mit diesem neuen Regler ersetzt würde? Abbildung 32 zeigt eine höhere Durchtrittsfrequenz von 82 kHz und eine Phasenreserve von 33°. Weiter oben in Abbildung 29 wird die höhere Durchtrittsfrequenz durch die höhere Verstärkung der Streckenübertragungsfunktion mit Co3 erklärt, während die Verringerung der Phasenreserve hauptsächlich auf die geringere Phasenhebung des Reglers in diesem Bereich zurückzuführen ist, da die Streckenübertragungsfunktionen von Co3 und Co4 eine ähnliche Phasenverzögerung zwischen 70 und 100 kHz verursachen. Ähnlich wie im vorherigen Beispiel ist ein höherer ESR auch in diesem Fall günstiger, wenn es um die Stabilität der Regelung geht. Eine Neuauslegung des Reglers wäre jedoch sehr empfehlenswert, da die nominale Phasenreserve mit 30° recht gering ausfällt. Zur Orientierung zeigt Abbildung 33 die Platine des VM-CCM-Abwärtswandlers mit den Kondensatoren Co1, Co3 und Co4.

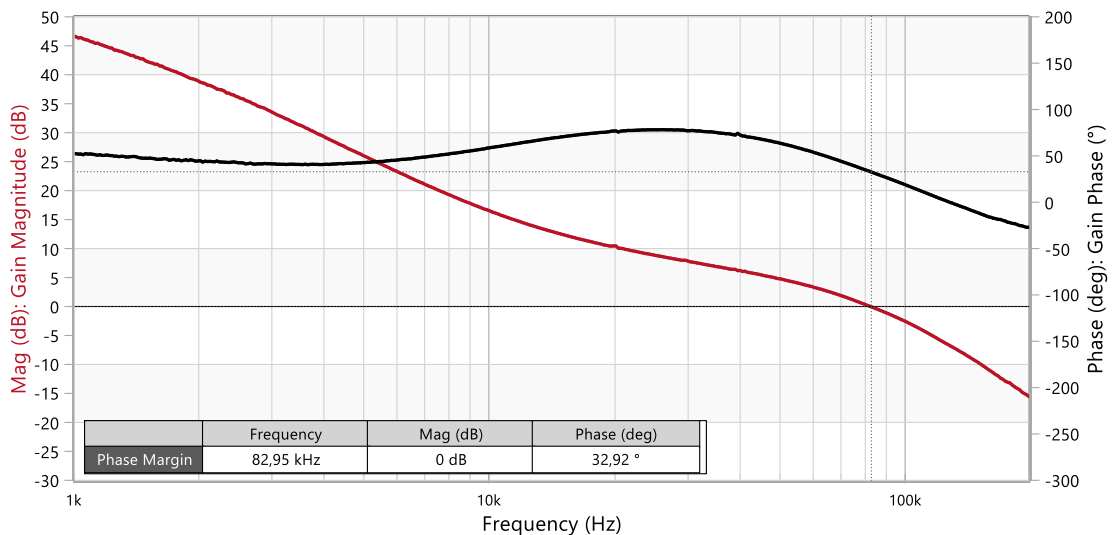


Abbildung 32: Gemessenes Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-5 und Co1+Co3 (Bode100™)

## APPLICATION NOTE

### ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

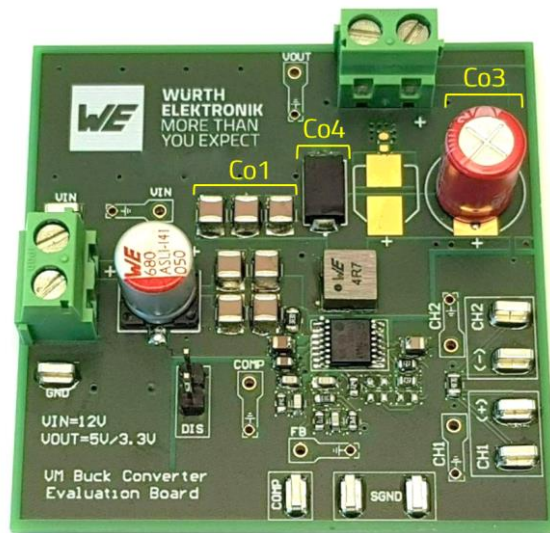


Abbildung 33: VM-CCM-Abwärtswandlerplatine mit Ausgangskondensatoren Co1, Co3 und Co4

In diesem Beispiel wurde die Auswirkung einer ESR-Variation von etwa 5 auf 70 m $\Omega$  untersucht. Obwohl die Abweichung auf den ersten Blick sehr groß erscheint, handelt es sich tatsächlich um eine eher moderate Veränderung, wenn man die tatsächliche Streuung der ESR-Werte bedenkt, die in der Praxis zu finden ist.

Die REDEXPERT-Ergebnisse in Abbildung 34 zeigen einen ESR-Bereich von etwa 70 m $\Omega$  bis knapp über 1  $\Omega$  bei 30 kHz, wobei vier 100- $\mu$ F-Kondensatoren innerhalb derselben Serie (WCAP-ATLL) mit unterschiedlicher Größe und Nennspannung betrachtet werden. Selbst für ähnliche 220- $\mu$ F-Kondensatoren wie in diesen beiden Beispielen, mit einer festen Nennspannung von 25 V und bei Betrachtung verschiedener WCAP-Serien, erstrecken sich die ESR-Werte über einen Bereich von 7 m $\Omega$  bis zu etwa 300 m $\Omega$ , wie in Abbildung 35 gezeigt. Ohne feststehende Parameter würden die ESR-Unterschiede leicht einen Bereich von mehreren Größenordnungen umfassen, also von einigen Dutzend  $\mu\Omega$  bis zu mehreren Ohm.

Daher wird empfohlen, die Stabilitätsreserven des Regelkreises auch dann zu überprüfen, wenn der Ausgangskondensator durch ein gleichwertiges Bauteil mit identischer Kapazität ersetzt wird. Das gilt insbesondere für Fälle, in denen sich der ESR um mehr als das Zweifache ändert.

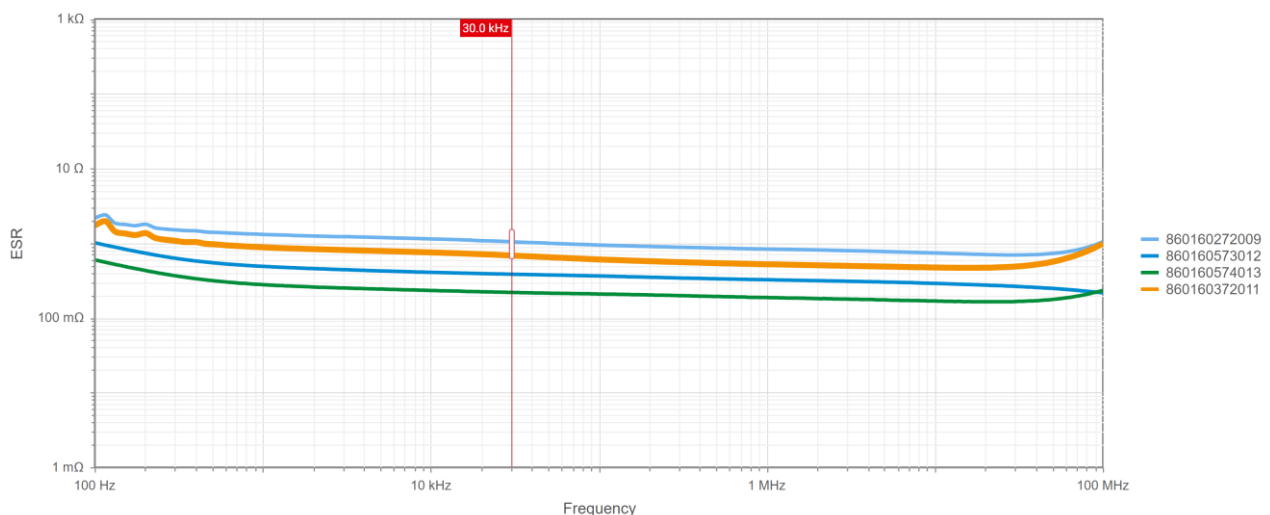


Abbildung 34: REDEXPERT ESR-Frequenz-Kurven für verschiedene WCAP-ATLL-Kondensatoren mit 100  $\mu$ F

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

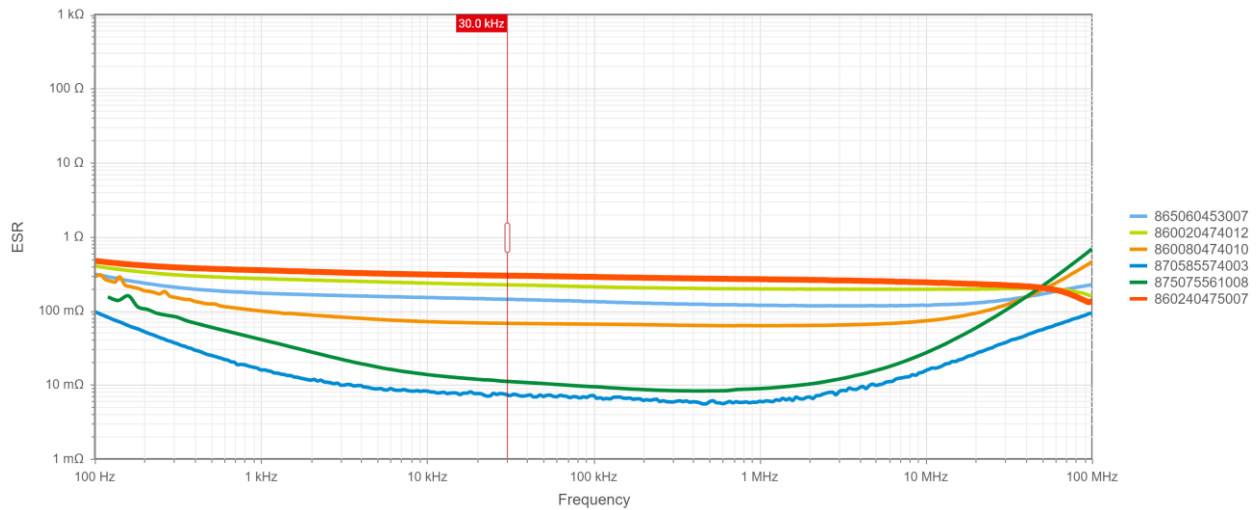


Abbildung 35: REDEXPERT ESR-Frequenz-Kurven für Kondensatoren mit 220 µF bei 25 V aus verschiedenen WCAP-Baureihen

### 05. STABILITÄT FÜR BELIEBIGE AUSGANGSKONDENSATOREN OHNE NEUAUSLEGUNG DES REGLERS?

Auch wenn ein speziell für eine bestimmte Regelstrecke entwickelter und maßgeschneiderter Regler wohl die beste Leistung erbringt, kann es Fälle geben, in denen die Auslegung eines Reglers, der trotz großer Schwankungen der Streckeneigenschaften einen stabilen Regelkreis gewährleisten kann, die bevorzugte Lösung ist. Dies würde es unter anderem ermöglichen, Bauteile wie die Speicherdrossel oder den Ausgangskondensator zu einem späteren Zeitpunkt zu ersetzen, ohne dass die Stabilität hierdurch beeinträchtigt würde. Wäre das möglich?

In Abbildung 36 ist der gemessene Regelstreckenfrequenzgang der verschiedenen Ausgangskondensatorkombinationen dargestellt, die bisher in diesem Dokument behandelt wurden. Hierzu zählen nur Co1, Co1+Co2 sowie Co1+Co3 (Co4 hat einen ähnlichen ESR-Wert wie Co2 und wird daher nicht berücksichtigt). Es ist zu beobachten, dass Abweichungen der Kapazitäts- und ESR-Werte keinen Einfluss auf den Frequenzgang der Strecke im Niederfrequenzbereich unterhalb von etwa 1 kHz haben, wo die Streckencharakteristik von der konstanten Niederfrequenzverstärkung dominiert wird und nur wenig, bis gar keine Phasenverzögerung hinzukommt.

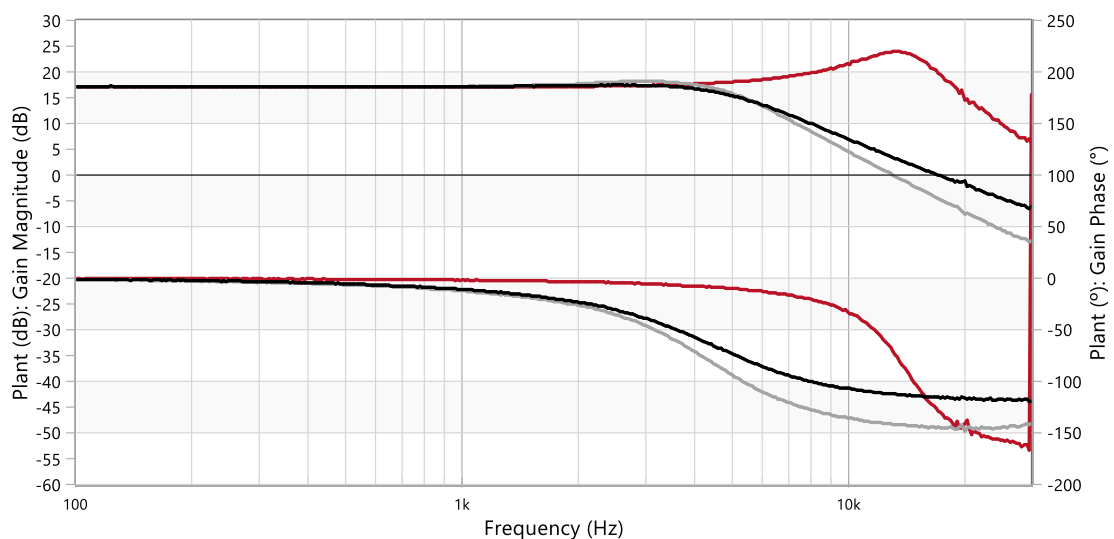


Abbildung 36: Gemessenes Bode-Diagramm der Streckenübertragungsfunktion des VM-CCM-Abwärtswandlers (12 V bis 5 V, 2 A) für nur Co1 (I), für Co1+Co2 (II) und für Co1+Co3 (III)

## APPLICATION NOTE

### ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

Wenn die Durchtrittsfrequenz in diesem Fall bei oder unter 1 kHz gewählt wird, könnte daher eine Integratorkonfiguration – auch bekannt als Typ-1-Regler (Abbildung 37) – gewählt werden, die aus einem einfachen Ursprungspol besteht. Ihre integrierende Wirkung eliminiert den statischen Fehler (d. h. die Ausgangsspannung folgt eng dem Sollwert), während sie eine Gesamtphasenverschiebung von 270° erzeugt (180° durch die invertierende Wirkung des Fehlerverstärkers und 90° durch Kondensator  $C_1$ ). Damit würde sich unabhängig vom Ausgangskondensator eine Phasenreserve von 90° ergeben.

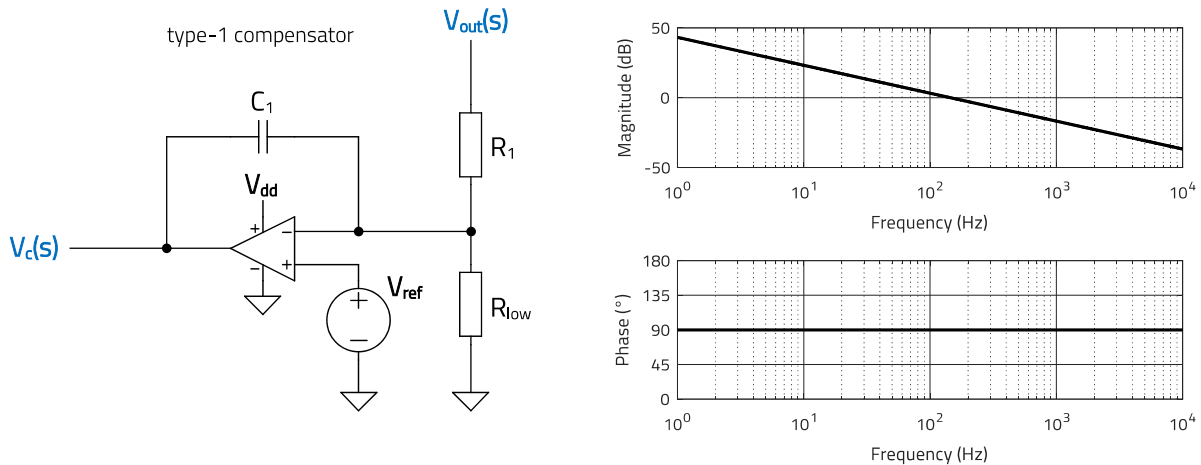


Abbildung 37: Typ-1-Reglerschaltung und zugehöriger Frequenzgang in dieser Auslegung (Regler-6)

Für diesen Regler wird  $C_1$  wie folgt berechnet, um die angestrebte Durchtrittsfrequenz der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises ( $f_{co}$ ) festzulegen:

$$C_1 = \frac{|G_0|}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot f_{co}} \quad (\text{E.13})$$

Mit  $R_1 = 73,2 \text{ k}\Omega$  und  $G_0 = 6,3$  (d. h. 16 dB) sowie  $C_1 = 15 \text{ nF}$  (Regler-6) wird eine Durchtrittsfrequenz von etwa 1 kHz eingestellt. Abbildung 38 zeigt die Messergebnisse der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises für alle zuvor genannten Ausgangskondensatorkombinationen. In allen Fällen werden eine Durchtrittsfrequenz um 1,1 kHz mit einer Phasenreserve von über 80° und eine Amplitudenreserve von nicht weniger als 10 dB beobachtet. Das gilt selbst bei einer großen Veränderung der Kapazitäts- und ESR-Werte wie im Fall der ausschließlichen Verwendung von  $C_{o1}$ . Die Abbildung 39, Abbildung 40 und Abbildung 41 zeigen das Lastsprungverhalten für jeden Fall. Trotz eines geringeren Laststromsprungs von 1 A wird im Vergleich zu früheren Ergebnissen ein trägeres Verhalten mit größerem Unterschwingen und einer längeren Einschwingzeit beobachtet. Trotz hoher Stabilitätsreserven wird für den Fall „nur  $C_{o1}$ “ eine eher schwach gedämpfte Schwingungsverhalten beobachtet. Die Schwingungsfrequenz beträgt 13,5 kHz, was der Doppelpolresonanzfrequenz der entsprechenden Strecke entspricht (siehe obige Abbildung 36). Das überrascht nicht, denn bei einer Durchtrittsfrequenz, die unterhalb der Doppelpolfrequenz liegt, hat der Regelkreis nicht genug Verstärkung, um die hohen Gütefaktoren des resonanten Doppelpols zu korrigieren. Dies ist einer der Nebeneffekte dieser Lösung, und es ist wichtig zu verstehen, dass im Falle eines sehr hohen Gütefaktors die Spitzenwerte der Amplitudenkurve die 0-dB-Linie erneut überschreiten könnte, was wiederum den Regelkreis insgesamt instabil machen könnte. Doch davon abgesehen kann dieser Ansatz den Regelkreis theoretisch mit einer relativ großen Auswahl an Ausgangskondensatoren stabil halten, wenn auch auf Kosten eines verschlechterten Lastsprungverhaltens.

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

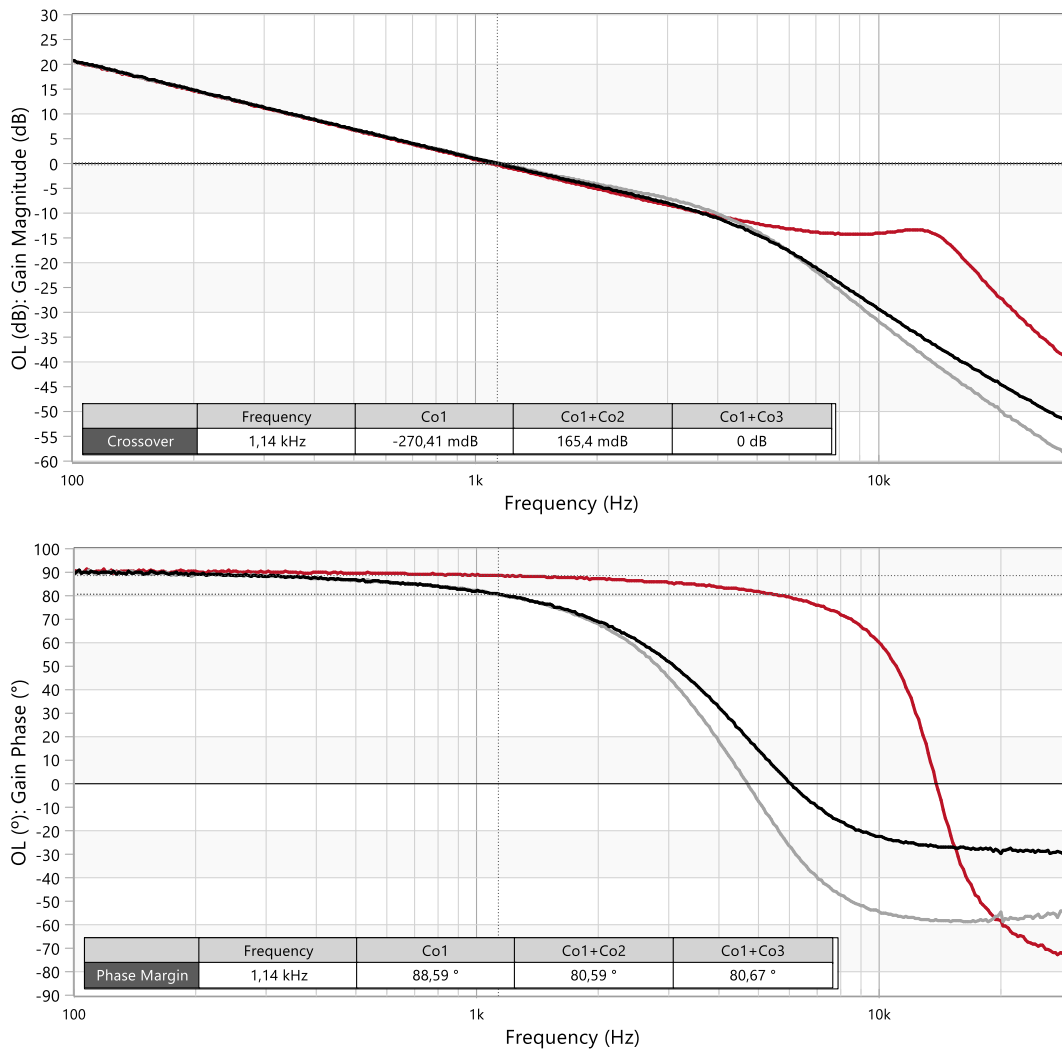


Abbildung 38: Gemessenes Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises des VM-CCM-Abwärtswandlers (12 V bis 5 V, 2 A) mit Regler-6 und für Co1 (I), Co1+Co2 (II) und Co1+Co3 (III)

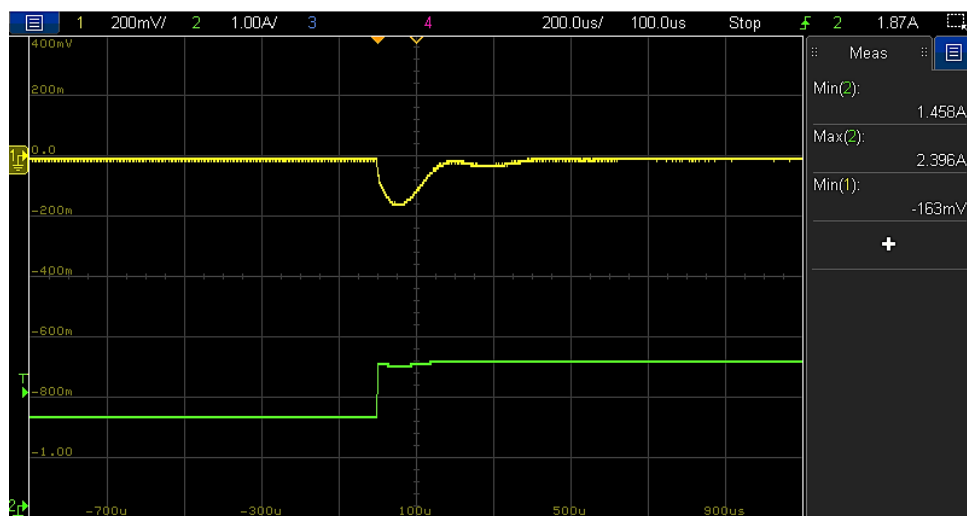


Abbildung 39: Lastsprungverhalten (1,4 A bis 2,4 A, 1 A/μs) des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-6 und Co1+Co3 (Vout (I), Iout (III))

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

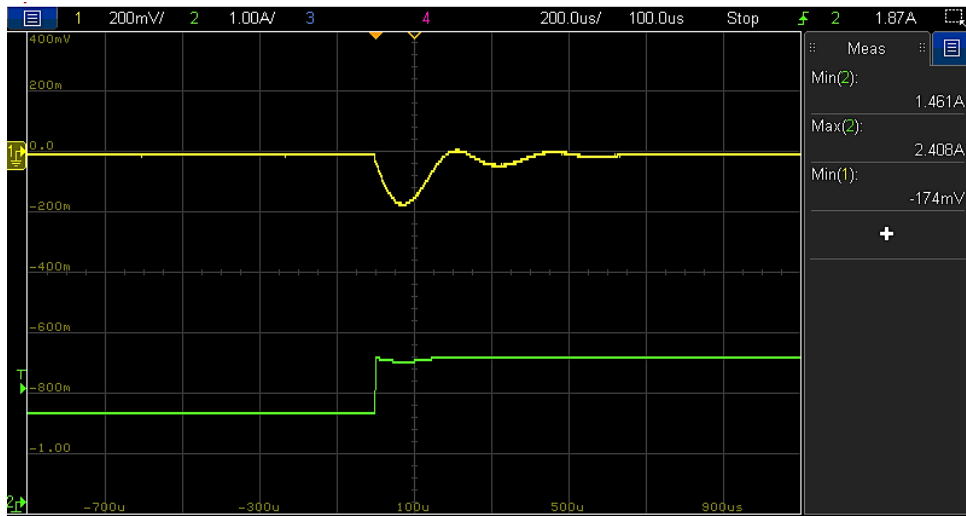


Abbildung 40: Lastsprungverhalten (1,4 A bis 2,4 A, 1 A/ $\mu$ s) des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-6 und Co1+Co2 ( $V_{out}$  (I),  $I_{out}$  (II))

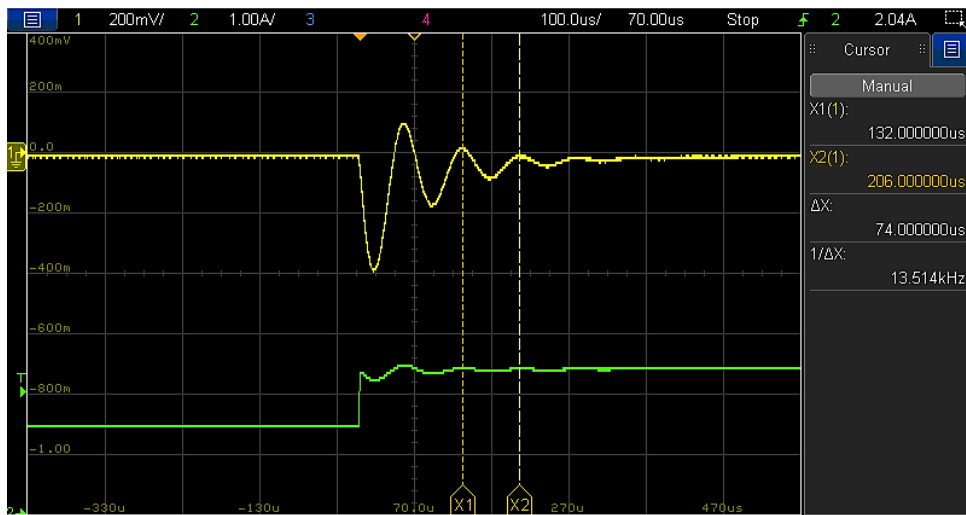


Abbildung 41: Lastsprungverhalten (1,4 A bis 2,4 A, 1 A/ $\mu$ s) des VM-CCM-Abwärtswandlers mit Regler-6 und nur Co1 ( $V_{out}$  (I),  $I_{out}$  (II))



#### **06. ZUSAMMENFASSUNG UND FAZIT**

Bei einem Schaltnetzteil werden die Ausgangskondensatoren in der Regel anhand der Anforderungen an die Spannungswelligkeit und das Lastsprungverhalten ausgewählt. Sie wirken sich jedoch auch auf den Regelkreis aus, da sie die Streckenübertragungsfunktion des Wandlers beeinflussen. Da die Reglerschaltung für eine bestimmte Regelstreckencharakteristik ausgelegt ist, können Änderungen der Ausgangskondensatorparameter nicht nur eine Verringerung der Stabilitätsreserven, sondern sogar eine völlige Instabilität des Regelkreises zur Folge haben. Es gibt innerhalb eines Designzyklus verschiedene Szenarien, die eine Änderung der Ausgangskondensatoren des Netzteils beinhalten, wie z. B. das Entfernen eines „Blockkondensators“ (was zu einer erheblichen Verringerung von Kapazität und ESR führt) und das Ersetzen des Ausgangskondensators durch ein gleichwertiges Teil (mit gleicher Kapazität, aber niedrigerem ESR). Beide Fälle werden in diesem Dokument anhand eines VM-CCM-Abwärtswandlers betrachtet. Trotz moderater Parameteränderungen konnte beobachtet werden, wie der Regelkreis nach dem Wechsel der Ausgangskondensatoren von einem stabilen Betrieb mit komfortablen Stabilitätsreserven in eine Instabilität überging, die in beiden Fällen eine Neuauslegung des Reglers zur Wiederherstellung eines stabilen Betriebs erforderte. Obwohl eine Änderung, die mit einer Erhöhung der Kapazität und/oder des ESR einherging, als toleranter empfunden wurde, wurden auch die Stabilitätsreserven in Mitleidenschaft gezogen. Daher darf die Stabilität nicht vorausgesetzt werden und sollte immer überprüft werden, wenn eine Änderung des oder der Ausgangskondensatoren vorgenommen wird, insbesondere wenn Kapazität und/oder ESR um mehr als das Zweifache abweichen. Für den speziellen Fall eines VM-CCM-Abwärtswandlers, wie er hier behandelt wird, könnte die Durchtrittsfrequenz nach unten in den Bereich verschoben werden, in dem die Streckeneigenschaften von der niederfrequenten Verstärkung dominiert werden, vorausgesetzt dass die Resonanz der Speicherdrossel und des oder der Ausgangskondensatoren gut gedämpft ist. Dies würde die Stabilität des Regelkreises für eine breite Palette von Ausgangskondensatoren gewährleisten, ohne dass eine Neuauslegung des Reglers erforderlich wäre, wenn auch auf Kosten eines verschlechterten Lastsprungverhaltens.

# APPLICATION NOTE

ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

## A Anhang

### A.1 Aufbau der Frequenzgangmessung

Abbildung 42 zeigt den Testaufbau, mit dem die in diesem Dokument gezeigten Bode-Diagramme erstellt wurden (basierend auf Abbildung 6 oben). Ein Vector Network Analyzer (Bode100™) wurde verwendet, wobei die Sinussignale über einen Isolationstransformator (B-WIT-100™) eingespeist wurden. Für diesen Test wird eine ohmsche Last verwendet und elektronische Lasten sollten besser vermieden werden, da diese die Messung beeinträchtigen könnten.

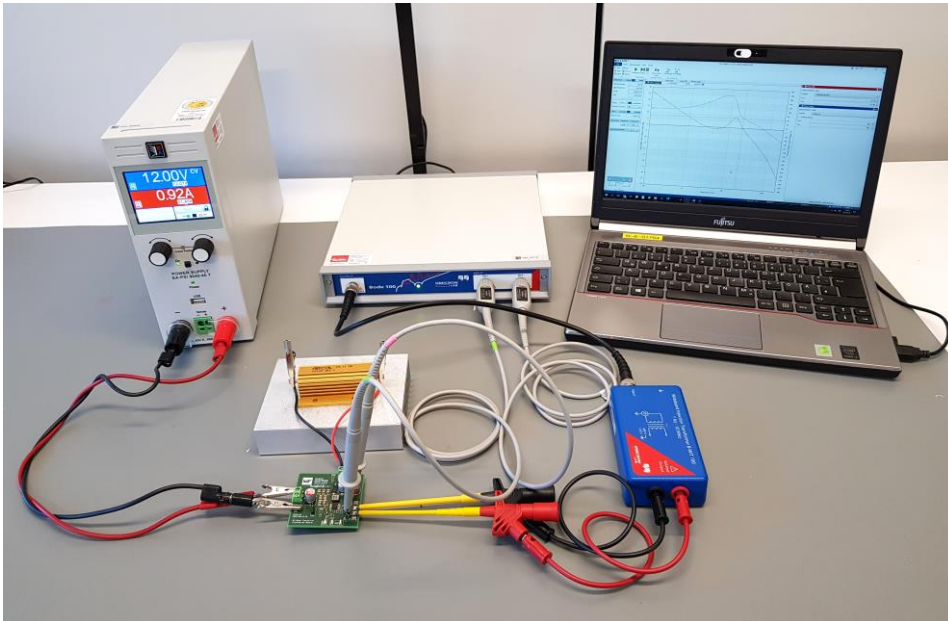


Abbildung 42: Messaufbau für den Frequenzgang

### A.2 Messaufbau für das Lastsprungverhalten

Abbildung 43 zeigt den Testaufbau, der verwendet wurde, um die in diesem Dokument dargestellten Ergebnisse für das Lastsprungverhalten zu generieren. Zur Erzeugung schneller Lastsprünge wurden ohmsche Lasten mit einer Transistor-Steuerplatine geschaltet.

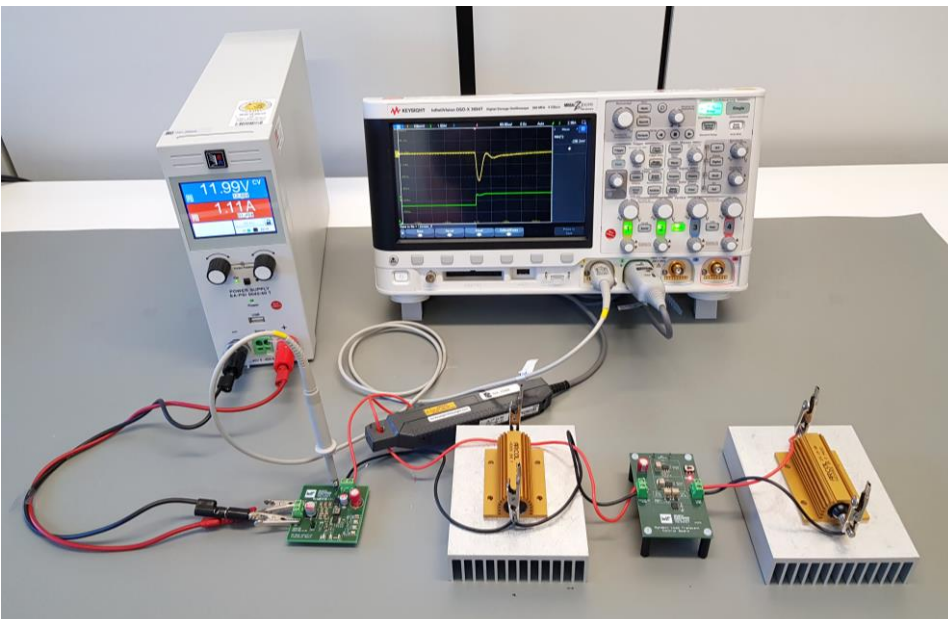


Abbildung 43: Messaufbau für das Lastsprungverhalten

# APPLICATION NOTE

ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

## A.3 References

- [1] C. Basso, Transfer Functions of Switching Converters, Faraday Press, 2021
- [2] C. Basso, 'Linking the crossover frequency and the output voltage undershoot' ([www.powersimtof.com/Spice.htm](http://www.powersimtof.com/Spice.htm))
- [3] C. Basso, Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies: A Tutorial Guide, Artech House, 2012

# APPLICATION NOTE

## ANP117 | Einfluss des Ausgangskondensators auf die Regelkreisstabilität eines Netzteils

### IMPORTANT NOTICE

The Application Note is based on our knowledge and experience of typical requirements concerning these areas. It serves as general guidance and should not be construed as a commitment for the suitability for customer applications by Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG. The information in the Application Note is subject to change without notice. This document and parts thereof must not be reproduced or copied without written permission, and contents thereof must not be imparted to a third party nor be used for any unauthorized purpose.

Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG and its subsidiaries and affiliates (WE) are not liable for application assistance of any kind. Customers may use WE's assistance and product recommendations for their applications and design. The responsibility for the applicability and use of WE Products in a particular customer design is always solely within the authority of the customer. Due to this fact it is up to the customer to evaluate and investigate, where appropriate, and decide whether the device with the specific product characteristics described in the product specification is valid and suitable for the respective customer application or not.

The technical specifications are stated in the current data sheet of the products. Therefore the customers shall use the data sheets and are cautioned to verify that data sheets are current. The current data sheets can be downloaded at [www.we-online.com](http://www.we-online.com). Customers shall strictly observe any product-specific notes, cautions and warnings. WE reserves the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services.

WE DOES NOT WARRANT OR REPRESENT THAT ANY LICENSE, EITHER EXPRESS OR IMPLIED, IS GRANTED UNDER ANY PATENT

RIGHT, COPYRIGHT, MASK WORK RIGHT, OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT RELATING TO ANY COMBINATION, MACHINE, OR PROCESS IN WHICH WE PRODUCTS OR SERVICES ARE USED. INFORMATION PUBLISHED BY WE REGARDING THIRD-PARTY PRODUCTS OR SERVICES DOES NOT CONSTITUTE A LICENSE FROM WE TO USE SUCH PRODUCTS OR SERVICES OR A WARRANTY OR ENDORSEMENT THEREOF.

WE products are not authorized for use in safety-critical applications, or where a failure of the product is reasonably expected to cause severe personal injury or death. Moreover, WE products are neither designed nor intended for use in areas such as military, aerospace, aviation, nuclear control, submarine, transportation (automotive control, train control, ship control), transportation signal, disaster prevention, medical, public information network etc. Customers shall inform WE about the intent of such usage before design-in stage. In certain customer applications requiring a very high level of safety and in which the malfunction or failure of an electronic component could endanger human life or health, customers must ensure that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their applications. Customers acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of WE products in such safety-critical applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by WE.

CUSTOMERS SHALL INDEMNIFY WE AGAINST ANY DAMAGES ARISING OUT OF THE USE OF WE PRODUCTS IN SUCH SAFETY-CRITICAL APPLICATIONS

### USEFUL LINKS



Application Notes  
[www.we-online.com/appnotes](http://www.we-online.com/appnotes)



**REDEXPERT** Design Platform  
[www.we-online.com/redexpert](http://www.we-online.com/redexpert)



Toolbox  
[www.we-online.com/toolbox](http://www.we-online.com/toolbox)



Product Catalog  
[www.we-online.com/products](http://www.we-online.com/products)

### CONTACT INFORMATION



[appnotes@we-online.com](mailto:appnotes@we-online.com)  
Tel. +49 7942 945 - 0



Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG  
Max-Eyth-Str. 1 · 74638 Waldenburg  
Germany  
[www.we-online.com](http://www.we-online.com)