

## APPLICATION NOTE

# ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler



Eleazar Falco

### 01. EINLEITUNG

Beim Sperrwandler (Flyback-Converter) handelt es sich um eine isolierte Schaltnetzteiltopologie, die häufig bei Ausgangsleistungen unter 150 W eingesetzt wird (Abbildung 1). Er bietet nicht nur eine galvanische Trennung zwischen Eingang und Ausgang, sondern erzeugt auch eine Ausgangsspannung, die höher oder niedriger als die Eingangsspannung sein kann. Das Anwendungsspektrum ist breit gefächert und umfasst nicht nur Offline-AC/DC-Wandler und PFC-Stufen (Power Factor Correction), sondern auch Hochspannungs- und Niederspannungs-DC/DC-Wandler in praktisch allen Industriebereichen. Einige Anwendungsbeispiele sind Haupt- und Hilfsversorgungen für Haushaltsgeräte, Batterieladegeräte für Smartphones und Tablets, LED-Beleuchtung, Netzteile für Desktop- und Laptop-Computer, Power-over-Ethernet (PoE), Industriestromversorgungen, Hilfsversorgungen in Motorantrieben usw.

Wie bei jedem isolierten Schaltregler muss die Ausgangsspannung überwacht werden, um sie auch bei Schwankungen der Eingangsspannung oder des Ausgangsstroms auf einem Zielwert zu halten, und es muss ein entsprechendes Korrektursignal über die Isolationsbarriere an den Regler zurückgegeben werden. Der Regler kann dann das Tastverhältnis des Steuertransistors auf Grundlage des Rückkopplungssignals anpassen und so den Energiefluss von der Primär- zur Sekundärseite regeln, um die Ausgangsspannung konstant zu halten. Es handelt sich um ein typisches System mit geschlossenem Regelkreis und negativer Rückkopplung, bei dem die Einheit (Plant) aus dem Tastverhältnisgenerator und der Leistungsstufe besteht. Die Übertragungsfunktion der Einheit wird schon durch die Designvorgaben festgelegt, deswegen wird ein Kompensationsblock zur Stabilisierung und Gestaltung des Dynamikverhaltens des Wandlers erforderlich (Abbildung 2). Der Kompensationsblock soll dabei durch seine Konstruktion nicht nur sicherstellen, dass der Regelkreis stabil ist, d. h. Störsignale oder transiente Ereignisse keine anhaltenden Schwingungen im System erzeugen, sondern auch, dass die Ausgangsspannung nach einem transienten Ereignis bestimmte Anforderungen in Bezug auf Über- und Unterschwingen, Klingeln und Einschwingzeit erfüllt, deren Grenzen in der Regel durch die angeschlossene Last vorgegeben sind.

In den meisten isolierten Wandlern, die eine strikte Regelung der Ausgangsspannung erfordern, wird typischerweise ein **Optokoppler** verwendet, um das Rückkopplungssignal der Ausgangsspannung über die Isolationsbarriere von der Sekundärseite (Kompensationsblock) zur Primärseite (Regler) zu übertragen. Optokoppler bieten sehr hohe Isolationsspannungspegel von über 5 kV sowie eine mechanisch robuste Isolationsbarriere bei geringer Gehäusegröße, was dazu beiträgt, dass das Netzteil auch strenge Sicherheitsstandards erfüllt.

Da der Optokoppler das Rückkopplungssignal über die Isolationsbarriere überträgt, wird er Teil des Regelkreises – oder konkreter: des Kompensationsblocks. Daher muss der Kompensationsblock unter Berücksichtigung der Übertragungsfunktion des Optokopplers entworfen werden. Insbesondere das Gleichstrom-Übertragungsverhältnis (Current Transfer Ratio, CTR) des Optokopplers (mit den entsprechenden Schwankungen) und die parasitäre Kapazität zwischen Kollektor und Emitter sorgen für eine zusätzliche Verstärkung/Dämpfung bzw. Phasenverschiebung des Rückkopplungssignals. Wird dies nicht beachtet, kann die Stabilität des Netzteils beeinträchtigt werden, und die Anforderungen an das Einschwingverhalten werden ggf. nicht erfüllt.

Vor diesem Hintergrund beschreibt diese Application Note ein Beispielverfahren für den Entwurf der Kompensationsschaltung eines Sperrwandlers mit Stromregelung und Rückkopplung auf Optokopplerbasis. Enthalten sind auch die Validierungsergebnisse eines Prototyps. Besonderes Augenmerk wird auf die Designeinschränkungen gelegt, die durch die Parameter der Optokoppler entstehen, und entsprechende Lösungen werden angeboten.

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

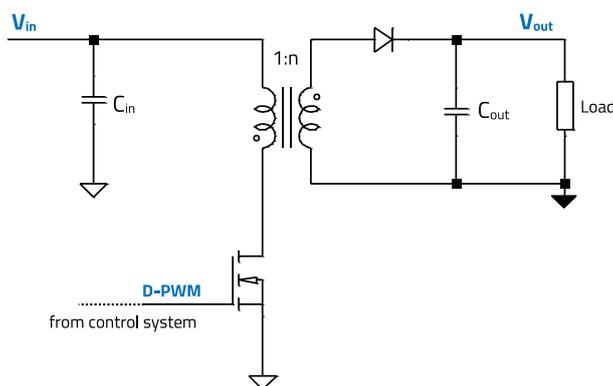


Abbildung 1: Leistungsstufe des Sperrwandlers (vereinfacht)

## 02. GRUNDLAGEN ZUR STABILITÄTSANALYSE VON REGELKREISEN IN SCHALTNETZTEILEN

Abbildung 2 stellt einen Sperrwandler mit seinem Regelkreis dar. Man beachte, dass die Übertragungsfunktionen im Laplace-s-Bereich beschrieben werden. Die Einheit (Plant) des Systems mit der Übertragungsfunktion  $H(s)$  wird durch die Leistungsstufe ( $P(s)$ ) und den Tastverhältnisgeneratorblock ( $G(s)$ ) gebildet. Es ist zu beachten, dass die Übertragungsfunktion  $G(s)$  je nach angewandeter Regelungstechnik variiert, was bei Strom- und Spannungsregelung zu jeweils unterschiedlichen Charakteristiken der Einheit führt. Die Leistungsstufen-Übertragungsfunktion  $P(s)$  ist unabhängig von der Regelungstechnik. In Abbildung 2 ist ein vereinfachter Tastverhältnisgeneratorblock für einen Spitzenstromregler dargestellt, wie er in dem hier beschriebenen Beispieldesign verwendet wird. Als Kompensationsblock ist ein Typ-2-Kompensator mit Operationsverstärker und Optokopplerschaltung dargestellt. Man beachte, dass ein solcher Typ-2-Kompensator mit verschiedenen Schaltungen und Konfigurationen implementiert werden kann. Die gängigsten sind OP-AMP (Operationsverstärker), TL431 (Spannungsreferenz mit internem Fehlerverstärker, wie hier in der Application Note) und OTA (Operations-Transkonduktanzverstärker).

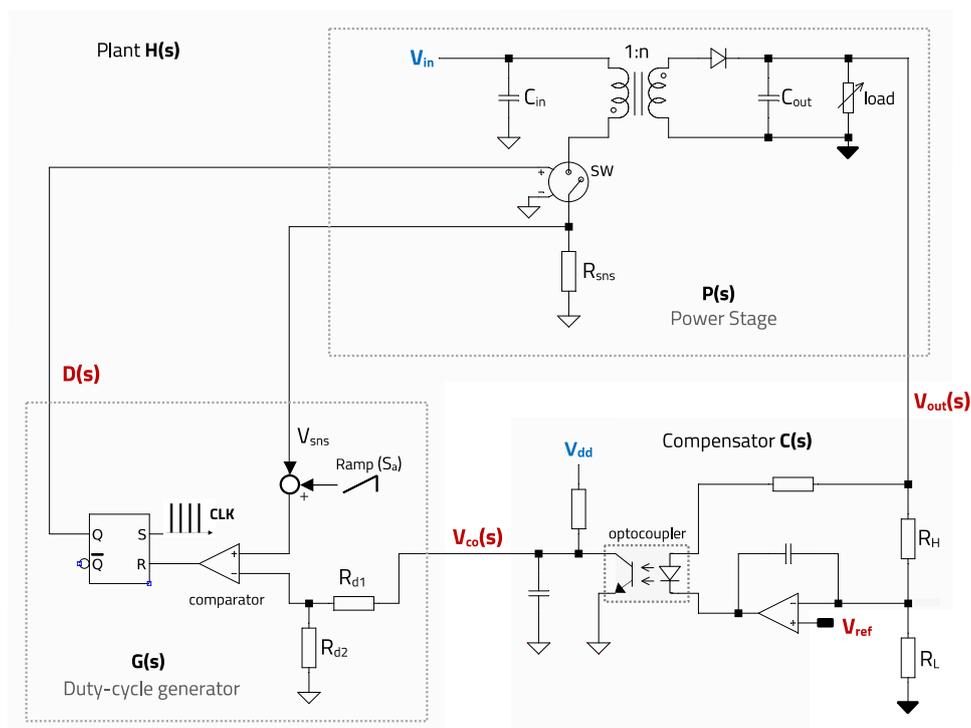


Abbildung 2: Beispiel für einen Sperrwandler mit isolierter Spitzenstromregelung mit Optokoppler und OP-AMP-Kompensatorrückführung (vereinfacht)

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Die Blöcke in Abbildung 2 bilden das in Abbildung 3 dargestellte Rückkopplungssystem mit geschlossenem Regelkreis:

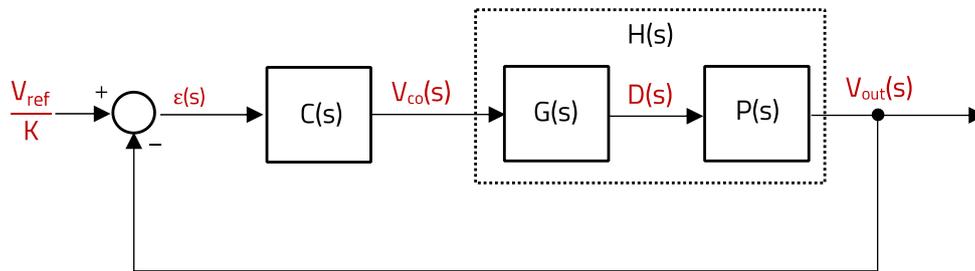


Abbildung 3: Blockschaltbild des Regelkreises (unity-gain form)

In Abbildung 2 ist zu erkennen, dass die Ausgangsspannung durch den Widerstandsteiler, der durch  $R_H$  und  $R_L$  gebildet wird, um einen Faktor „K“ reduziert wird, um sie für den direkten Vergleich mit der Referenzspannung ( $V_{ref}$ ) am Eingang des Fehlerverstärkers herabzusetzen. Es gilt:

$$K = \frac{R_L}{R_H + R_L} \quad (1)$$

Unter Anwendung der Übertragungsfunktionstheorie lautet die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises für Gleichstrom ( $s = 0$ ):

$$G_{cl}(0) = \frac{v_{out}(0)}{v_{ref}} = \frac{1}{K} \cdot \frac{C(0) \cdot G(0) \cdot P(0)}{1 + C(0) \cdot G(0) \cdot P(0)} \quad (2)$$

Es ist zu beachten, dass der Widerstandsteilerfaktor K nur in der Gleichstromanalyse erscheint. In einem System mit negativer Rückkopplung wird der invertierende Eingang des Operationsverstärkers auf der gleichen DC-Spannung gehalten wie der nichtinvertierende Eingang ( $V_{ref}$ ) solange eine ausreichend niedrige Impedanz zwischen dem Ausgang und dem negativen Anschluss des Geräts besteht. In diesem Fall, wird der Widerstand  $R_L$  effektiv an zwei Gleichstromknoten angeschlossen, die bei Wechselstrom denselben Knotenpunkt bilden – eine Art „virtuelle Wechselstrommasse“. Vor diesem Hintergrund lautet die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises für Wechselstrom:

$$G_{cl}(s) = \frac{C(s) \cdot G(s) \cdot P(s)}{1 + C(s) \cdot G(s) \cdot P(s)} \quad (3)$$

In der obigen Darstellung bildet das Produkt der Übertragungsfunktionen von Kompensator und Einheit (d. h. der Zähler) die Leerlaufübertragungsfunktion  $G_{ol}(s)$ :

$$G_{ol}(s) = C(s) \cdot G(s) \cdot P(s) \quad (4)$$

Nach einer strengen theoretischen Definition ist ein stabiles System mit geschlossenem Regelkreis eines, das keine Schwingungen aufrechterhalten kann. Auf der Grundlage des Systems aus Gleichung (3) ist eine Bedingung für Dauerschwingungen durch das Barkhausen-Kriterium wie folgt gegeben:

$$1 + C(s) \cdot G(s) \cdot P(s) = 0 \quad (5)$$

Anders ausgedrückt:

$$G_{ol}(s) = C(s) \cdot G(s) \cdot P(s) = -1 \quad (6)$$

Diese auf die Leerlaufübertragungsfunktion ( $G_{ol}(s)$ ) angewandte Bedingung wird in die folgenden Anforderungen für ihren Betrag und ihre Phase umgesetzt:

$$|C(s) \cdot G(s) \cdot P(s)| = 1 = 0 \text{ dB} \quad (7)$$

$$\varphi_{G_{ol}(s)} = -180^\circ \quad (8)$$

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Da  $s=j\omega=j2\pi f$  bekannt ist, wird die Frequenz  $f_c$ , bei der die Bedingung aus Gleichung (7) erfüllt ist, als Grenzfrequenz ( $|G_{OL}(f_c)| = 0$  dB) bezeichnet. Weil sich die Laplace-Analyse auf sinusförmige Signale bezieht, haben die Bedingungen in den Gleichungen (7) und (8) bei einer sinusförmigen Störung im System zur Folge, dass, wenn die von der Leerlaufübertragungsfunktion für die Grenzfrequenz angegebene Phasenverschiebung  $-180^\circ$  erreicht, das System bei  $f_c$  in Schwingung gerät und daher instabil wird.

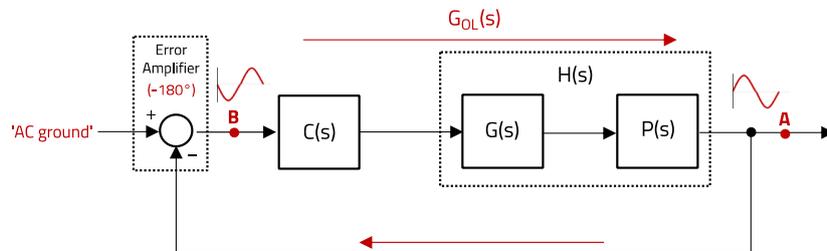


Abbildung 4: Beispiel einer sinusförmigen Störung, die sich im Regelkreis ausbreitet

Abbildung 4 verdeutlicht dieses Konzept intuitiv. Eine sinusförmige Störung, die am Punkt A im Regelkreis auftritt, wird durch die Gegenkopplung (d.h. die invertierende Wirkung) des Fehlerverstärkers um  $-180^\circ$  phasenverschoben. Wenn sie nun beim Durchlaufen von Kompensationsblock und Einheit, die gemeinsam die Leerlaufübertragungsfunktion bilden, eine weitere Phasenverschiebung von  $-180^\circ$  erfährt, kehrt sie am Ursprungspunkt exakt phasengleich zurück. Beläuft sich die Leerlaufverstärkung auf exakt 1, dann kehrt die Störung mit derselben Amplitude zurück und erzeugt eine Dauerschwingung.

#### Phasenreserve (engl.: PM – Phase Margin)

Die Phasenreserve gibt an, wie viel Phasenverschiebung ein sinusförmiges Signal mit derselben Frequenz wie  $f_c$  erfahren müsste, um das System instabil zu machen. Auf der Grundlage des Diagramms in Abbildung 4 entspricht sie der Differenz zwischen der Phase der Open-Loop-Übertragungsfunktion bei der Übertragungsfrequenz (0 dB) und  $-180^\circ$ :

$$PM = \varphi_{G_{OL}(f_c)} + 180^\circ \quad (9)$$

Außerdem ist zu beachten, dass sich die Bedingungen in Gleichung (7) und (8) nur auf Dauerschwingungen beziehen. Wenn die Phasenreserve jedoch zu gering ist, gilt das System zwar theoretisch als „stabil“, aber die Ausgangsspannung reagiert auf ein transientes Ereignis mit Schwingungen, deren Amplitude mit der Zeit abnimmt (so genanntes „Klingeln“). Dies ist für viele Systeme, die strenge Spezifikationen in Bezug auf Über- und Unterschwingen und Einschwingzeit erfüllen müssen, möglicherweise nicht akzeptabel. Abbildung 5 zeigt ein Beispiel für das Einschwingverhalten in einem geschlossenen System mit einer festen Übergangsfrequenz von 3 kHz, jedoch unterschiedlichen Phasenreserven:  $PM = 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$  und  $75^\circ$ . Es ist zu beobachten, dass das als Reaktion des Systems auftretende Klingeln mit zunehmender Phasenreserve abnimmt. Wie groß die Phasenreserve zu wählen ist, hängt von den konkreten Anforderungen des Systems ab, doch sollte im ungünstigsten Fall eine minimale Phasenreserve von mehr als  $45^\circ$  gewährleistet sein. Es ist zu beachten, dass eine schnellere Einschwingzeit auch durch eine Erhöhung der Leerlaufübergangsfrequenz im offenen Regelkreis erreicht werden kann.

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

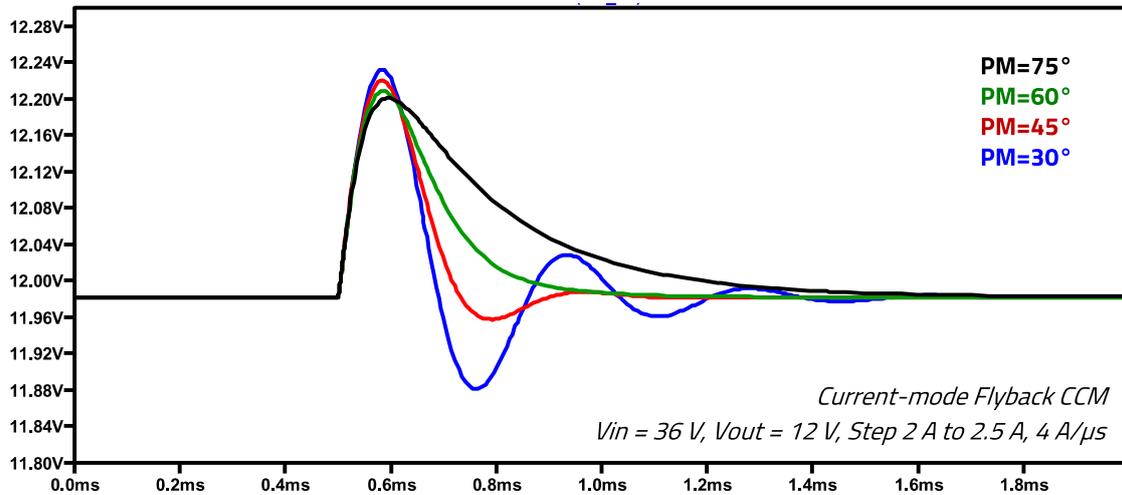


Abbildung 5: Beispiel für das Einschwingverhalten bei  $f_c = 3 \text{ kHz}$  und verschiedenen Werten für die Phasenreserve (LTspice-Simulation)

#### Amplitudenreserve (engl.: GM- Gain Margin)

Die Amplitudenreserve gibt an, wie viel Verstärkung das System tolerieren kann, bevor es instabil wird, was bei der Berücksichtigung von Toleranzen bei den Bauteilwerten oder der Auswirkung eines unterdämpften Zweipols in Stromversorgungssystemen von Bedeutung ist. Wie in Abbildung 4 dargestellt, entspricht sie dem Betrag der Open-Loop-Übertragungsfunktion bei der Frequenz, bei der ihre Phase  $-180^\circ$  erreicht. ( $f_{gm}$ ).

$$GM = |G_{ol}(f_{gm})| \quad (10)$$

Als allgemeine Faustregel sollte eine Amplitudenreserve größer 10 dB angestrebt werden.

#### Spezifikation des Kompensationsblocks

Da die Übertragungsfunktion der Leistungsstufe und des Tastverhältnisgenerators in den meisten Fällen durch die Designvorgaben des Wandlers und das angewendete Regelungsverfahren bestimmt wird, ist üblicherweise eine „Kompensationsschaltung“ erforderlich, um die Zielgrenzfrequenz bei offenem Regelkreis und die Phasenreserve einzustellen.

Nach Auswahl einer Zielgrenzfrequenz ( $f_c$ ) muss der Kompensationsblock die Verstärkung oder Dämpfung liefern, die erforderlich ist, damit die Leerlaufübertragungsfunktion bei ( $f_c$ ) umstellt. Ferner muss er die erforderliche Phasenvoreilung/-anhebung an dieser Grenzfrequenz bereitstellen, um die Zielspezifikation für die Phasenreserve zu erreichen, und gleichzeitig eine ausreichende Amplitudenreserve gewährleisten. Mathematisch ausgedrückt stellt sich dies so dar:

$$C_{dB}(f_c) = -H_{dB}(f_c) \quad (11)$$

$$\varphi_{\text{comp\_lead}}(f_c) = PM - 90 - \varphi_{\text{plant}}(f_c) \quad (12)$$

Es ist wichtig zu beachten, dass in den in diesem Dokument gezeigten LTspice- und MATLAB-Darstellungen der verwendete Phasenbereich zwischen  $-180^\circ$  und  $+180^\circ$  liegt. In diesem Fall würde  $+360^\circ$  zu allen Phasenwerten zwischen  $-180^\circ$  und  $-360^\circ$  addiert werden (z. B. wird eine Phase von  $-250^\circ$  als  $+110^\circ$  dargestellt). Darüber hinaus ist die invertierende Wirkung des Fehlerverstärkers ( $-180^\circ$ ) bereits in der gezeichneten Kompensator-Phasenkurve enthalten, da die Kompensationsschaltung um den Fehlerverstärker herum aufgebaut ist. Unter Berücksichtigung dieses Formats wird die Phasenspanne direkt als die Leerlaufphase bei  $f_c$  und die Verstärkungsspanne als die Leerlaufverstärkung bei der Frequenz abgelesen, bei der die Phase  $0^\circ$  kreuzt. Um die Gleichung (12) zu verstehen, muss die vom Kompensator bereitgestellte permanente Phase betrachtet werden. Diese wird durch den Ursprungspol gebildet, der zur Minimierung des Gleichstromfehlers des Systems verwendet wird (Integratorwirkung) und eine konstante Phase von  $-90^\circ$  liefert, plus die  $-180^\circ$  der invertierenden Wirkung des

# APPLICATION NOTE

## ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Fehlervverstärkers. Die permanente Phasenvoreilung des Kompensators beträgt dann  $-270^\circ$  (d. h.  $+90^\circ$ ). Zu diesem Wert wird die Kompensator-Phasenüberhöhung  $\varphi_{\text{comp\_boost}}$  addiert, um die Gesamtkompensatorphase zu bilden.

Abbildung 6 zeigt ein Beispiel für die Übertragungsfunktionen der Einheit ( $V_{\text{(out)}}$ , rot, Cursor 1), des Kompensationsblocks ( $V_{\text{(ol)}}$ / $V_{\text{(out)}}$ , grün, Cursor 2/Cursor 1) und des sich daraus ergebenden Verhaltens beim offenen Regelkreis ( $V_{\text{(ol)}}$ , schwarz, Cursor 2). Die Beispielergebnisse wurden mit LTspice™ ermittelt und entsprechen einem ähnlichen Design wie das in Abschnitt 6.1 dieser Application Note verwendete. Die Einheit (Plant) zeigt eine Verstärkung von  $-1,41$  dB bei  $f_c = 2,88$  kHz und einer Phasenlage von  $-80,7^\circ$ . Der Kompensationsblock bietet eine Verstärkung von  $+1,41$  dB und eine Phasenhebung von etwa  $60^\circ$  bei „ $f_c$ “ ( $151,5^\circ - 90^\circ$ ). Infolgedessen überschreitet die Leerlaufübertragungsfunktion  $0$  dB bei  $2,88$  kHz mit einer Phasenreserve von  $151,5^\circ - 80,7^\circ \approx 70^\circ$ . Die Amplitudenreserve beträgt über  $20$  dB. Dies ist ein Beispiel für ein stabiles Regelkreisdesign.

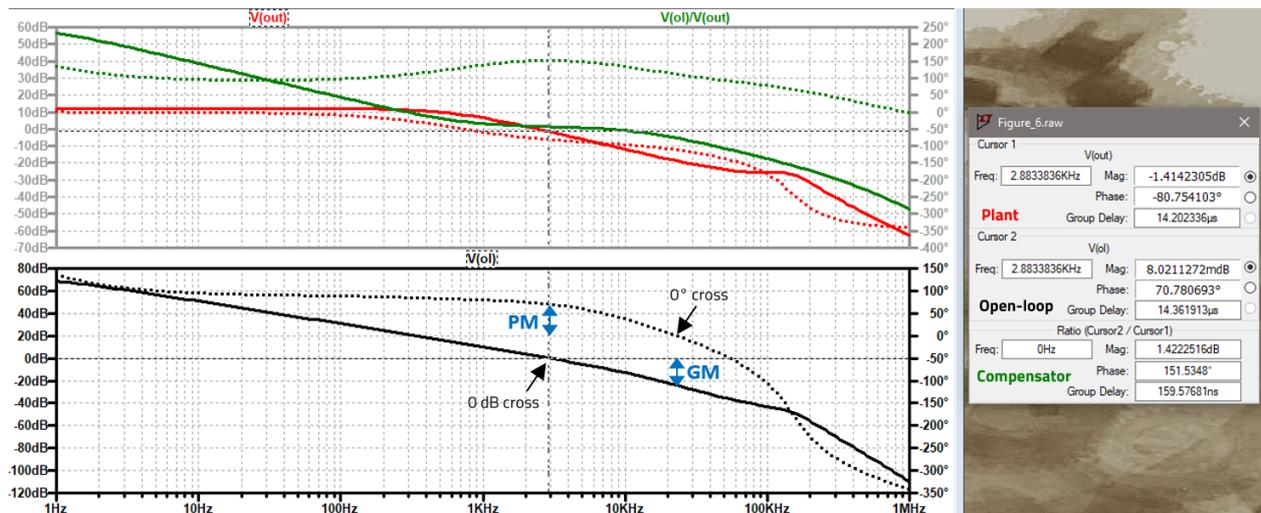


Abbildung 6: Exemplarische Bode-Diagramme der Übertragungsfunktionen von Einheit, Kompensationsblock und offenem Regelkreis mit ( $f_c$ ), PM und GM (LTspice-Simulation)

### 03. LEERZEICHEN VOR SPERRWANDLER (CONTROL-TO-OUTPUT-ÜBERTRAGUNGSFUNKTION)

Sobald das Design der Wandlerleistungsstufe abgeschlossen ist, besteht der erste Schritt des Korrekturverfahrens in der Untersuchung der Eigenschaften der Übertragungsfunktion der Einheit, die von der Leistungsstufe und dem Tastverhältnisgenerator gebildet wird. Man beachte, dass sich die Übertragungsfunktion der Einheit je nachdem, ob der Wandler im CCM- oder DCM-Modus (continuous/ discontinuous conduction mode) betrieben wird, unterscheiden kann. Daher müssen beide Bedingungen berücksichtigt werden.

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Für die Analyse wurden die folgenden Designvorgaben verwendet, die auf dem im weiteren Verlauf in Abschnitt 010 vorgestellten Entwurfsprototyp basieren:

$$V_{in}=36-57 \text{ V}, V_{out}=12 \text{ V}, I_{out_{max}}=2,5 \text{ A}, F_{sw}=300 \text{ kHz}, L_m=41 \mu\text{H}, C_{out}=100 \mu\text{H}, ESR_{C_{out}}=280 \mu\Omega$$

Bei obiger Spezifikation wechselt der Wandler bei einem Ausgangsstrom von etwa 1,25 A in den DCM-Betrieb.

Im Entwurf kommen der Transformator WE-PoEH [7491195112](#) <sup>[8]</sup> von Würth Elektronik und als IC-Controller der [NCP12700](#) von onsemi <sup>[9]</sup> zum Einsatz. Dieser IC enthält den oben in Abbildung 2 gezeigten vereinfachten Tastverhältnisgeneratorblock sowie viele weitere relevante Sicherheits- und Funktionsmerkmale. Es ist zu beobachten, dass die Ausgangsspannung  $V_{co}$  des Kompensationsblocks durch einen Faktor geteilt wird, der durch die Widerstände  $R_{d1}$  und  $R_{d2}$  bestimmt wird, bevor sie an den Komparator für den Spitzenstrom weitergeleitet wird (Abb.2). Im Falle des NCP12700 ist der Teilerfaktor  $V_{div} = 6$  (d.h.  $R_{d1} = 5 \cdot R_{d2}$ ). Das bedeutet, dass der Betrag der Übertragungsfunktion der Einheit in diesem Fall ebenfalls durch 6 geteilt wird, da der Widerstandsteiler wie ein einfacher Verstärkungsblock in der Kette wirkt. Da beim höchsten Leistungsbedarf (höchster Magnetisierungsspitzenstrom)  $V_{(co\_max)} \approx V_{dd}$  gilt, wobei typischerweise ein Wert im Bereich von 5 V resultiert (siehe <sup>[9]</sup>), erzeugt der Widerstandsteiler in diesem Fall am Komparatoreingang eine Spannung  $V_{(co\_div)} = 833 \text{ mV}$ . Diese niedrige Spannung ermöglicht es, für dieselbe Spitzenstromeinstellung einen niedrigeren Strommesswiderstandswert zu wählen und damit die Effizienz zu verbessern, während der große Dynamikbereich bei der Ausgangsspannung des Kompensationsblocks (0,2 bis 5 V) beibehalten wird.

Die hinzugefügte Korrekturrampe ( $S_a$ ) wird intern vom NCP12700 erzeugt und ist variabel, d.h., ihre Steilheit wird in Abhängigkeit von Schaltfrequenz und Tastverhältnis bestimmt. Eine Wertetabelle ist als Referenz im Datenblatt enthalten. Für  $F_{sw} \approx 300 \text{ kHz}$  gemäß dieser Konstruktion liegt die erzeugte Korrektursteilheit im Bereich  $33 \text{ kV/s} \leq S_a \leq 81 \text{ kV/s}$ .

### 3.1 CCM-Betrieb (Continuous Conduction Mode)

Die Übertragungsfunktion der Einheit eines Current-Mode-Sperrwandlers im CCM-Betrieb hat die folgende Form <sup>[1]</sup>:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{co}(s)} = G_0 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{rhpz}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right) \left(1 + \frac{s}{Q_p \cdot \omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \quad (13)$$

Sie verfügt über eine Gleichstromverstärkung ( $G_0$ ), eine Nullstelle ( $\omega_z$ ), eine Nullstelle in der rechten Halbebene ( $\omega_{rhpz}$ ), einen Pol ( $\omega_p$ ) und einen Doppelpol bei der halben Schaltfrequenz ( $\omega_n$ ), der die Instabilität der subharmonischen Oszillation modelliert, wenn sich das Tastverhältnis in einem Spitzenstromwandler 50 % nähert und überschreitet.

Vor dem Auswählen einer Übergangsfrequenz und dem Entwerfen des Kompensationsblocks müssen Betrag und Phase der Übertragungsfunktion der Einheit über der Frequenz dargestellt werden (d.h. als Bode-Diagramm). Dies kann auf verschiedene Weise geschehen: anhand eines analytischen Kleinsignalmodells des Wandlers <sup>[1]</sup>, über eine SPICE-Simulation mit einem gemittelten PWM-Schaltermmodell <sup>[2]</sup> oder durch direkte Messung, sofern ein Prototyp vorhanden ist.

Abbildung 7 zeigt die Kennlinie der Übertragungsfunktion der Einheit für die obigen Designvorgaben, jedoch ohne Anwendung der Steilheitskorrekturrampe ( $S_a = 0$ ). Die Ergebnisse basieren auf dem Analysemodell in <sup>[1]</sup> und wurden mit MATLAB grafisch dargestellt. Auf der Grundlage von Gleichung (13) ergeben sich die folgenden Werte für eine Mindesteingangsspannung (36 V) und Vollast (2,5 A):

$$G_0=13,1 \text{ dB}, f_z=5,05 \text{ MHz}, f_p=500 \text{ Hz}, f_{rhpz}=74,4 \text{ kHz}, f_n=150 \text{ kHz}, Q_p=17,1$$

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

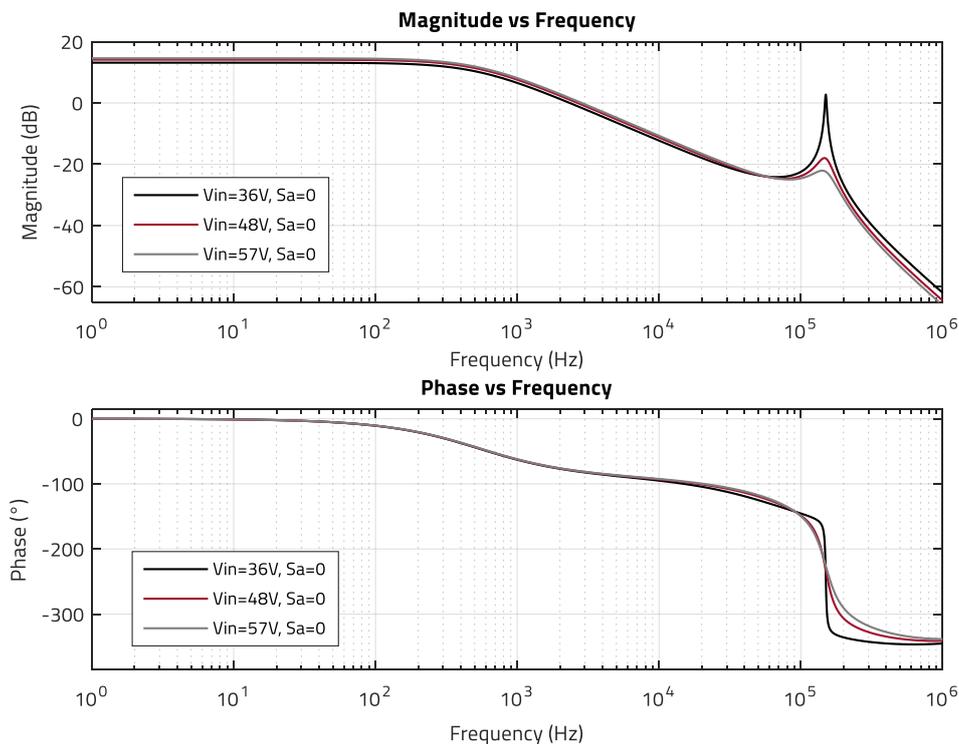


Abbildung 7: Aggregatsübertragungsfunktion im CCM-Betrieb für den  $V_{in}$ -Bereich (36 V, 48 V, 57 V) und  $S_a = 0$  (MATLAB)

Die Betragskennlinie weist im unteren Frequenzbereich eine Charakteristik der ersten Ordnung auf. Man beachte, dass die Nullstelle, die durch den Ausgangskondensator und seinen ESR ( $\omega_z$ ) gebildet wird, bei einer sehr hohen Frequenz und daher außerhalb des interessanten Bereichs liegt. Dies ist auf den extrem niedrigen ESR-Wert (aus der Parallelschaltung von 12 MLCC WCAP-CSGP-[885012109010](#)) zurückzuführen. Daher sind besondere Überlegungen zu ESR-Schwankungen nicht notwendig; allerdings geht jede förderliche Phasenhebung, die durch diese Nullstelle im tieferen Frequenzbereich entsteht, verloren. Obwohl die Nullstelle in der rechten Halbebene bei diesem Aufbau ebenfalls bei einer relativ hohen Frequenz auftritt, beginnt sie etwa eine Dekade vorher zur Phasenverzögerung beizutragen und ist normalerweise die wesentliche Einschränkung bei der Auswahl der Übergangsfrequenz.

Festzuhalten ist, dass der Doppelpol bei  $f_n = f_{sw}/2$  einen dramatischen Phasenabfall verursacht. Bei minimaler Eingangsspannung ( $D = 49\%$ ) und ohne Korrekturrampe ist der Gütefaktor ( $Q_p$ ) mit 17,1 sehr hoch, was auf eine instabile Situation beim hohen Spitzenwert des Betrags der Übertragungsfunktion der Einheit bei  $f_n$  hinweist. Bei Nenn- und maximaler Eingangsspannung beträgt das Tastverhältnis 42 % bzw. 38 % mit einem Gütefaktor von 3,56 bzw. 2,44, und es ist eine deutlich geringere Spitzenbelastung zu beobachten. Übermäßige Spitzenwerte verschlechtern die Amplitudenreserve und können das System instabil machen, wenn der Betrag der Leerlaufübertragungsfunktion den Wert von 0 dB mehrfach kreuzt. Hierdurch wird die Stabilitätsanalyse erschwert.

Daher ist eine gewisse Korrekturrampe erforderlich, um die Spitzenwerte zu „dämpfen“. Der Mindestwert der Korrekturrampe zur Gewährleistung der Stabilität bei allen Tastverhältnissen (duty-cycles) wird wie folgt angegeben:

$$S_a \geq 0,5 \cdot S_2 \quad (14)$$

Hierbei ist  $S_2$  die Steilheit des Magnetisierungsstroms während der Ausschaltzeit der Leistungsinduktivität bzw. des Transformators, wie sie über den Messwiderstand  $R_s$  in kV/s gemessen wird

$$S_2 = \frac{V_{out} + V_f}{n \cdot L_m} \cdot R_s \quad (15)$$

Das Übersetzungsverhältnis  $n$  des Transformators ist 0,374 und der obige Ausdruck ergibt damit  $S_a \geq 61$  kV/s. Es ist jedoch zu beachten, dass der Wandler nicht für alle Arbeitszyklen eine Korrekturrampe benötigt, da  $D_{max} = 0,49$  gilt, weswegen eine

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

geringere Korrektursteilheit ausreicht. Dies wird durch das Diagramm der Übertragungsfunktion der Einheit für  $S_a = 30 \text{ kV/s}$  und  $S_a = 80 \text{ kV/s}$  bestätigt, wie in den Abbildung 8 und Abbildung 9 dargestellt. Die Spitzenwerte sind selbst bei der geringsten zu erwartenden Korrekturrampe ausreichend gedämpft.

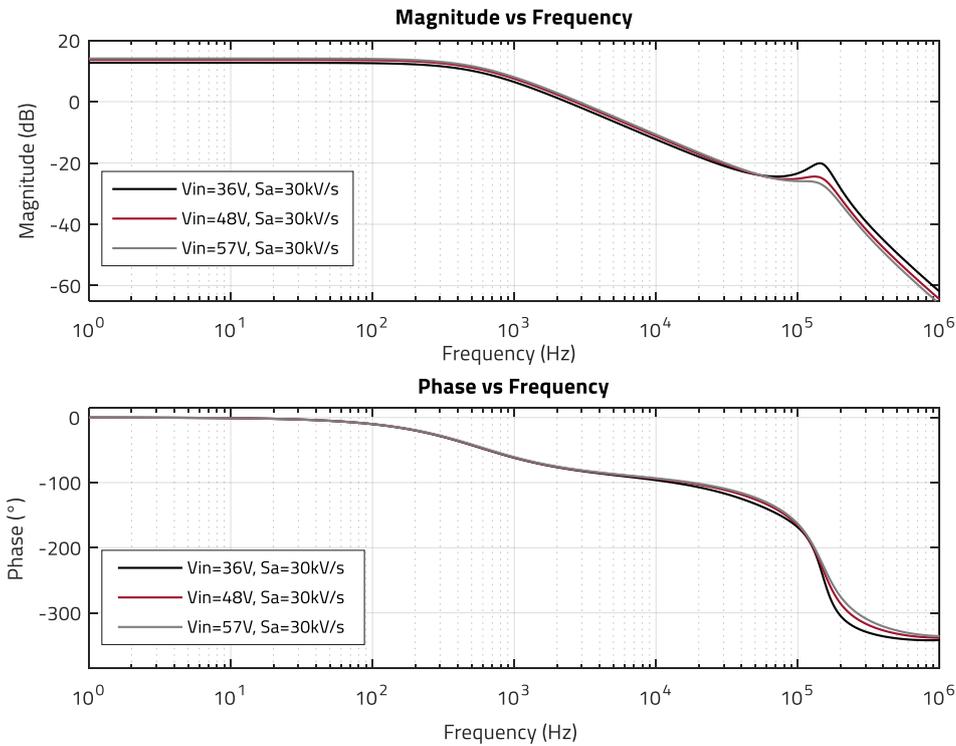


Abbildung 8: Übertragungsfunktion der Einheit im CCM-Betrieb für den  $V_{in}$ -Bereich (36 V, 48 V, 57 V) und  $S_a = 30 \text{ kV/s}$  (MATLAB)

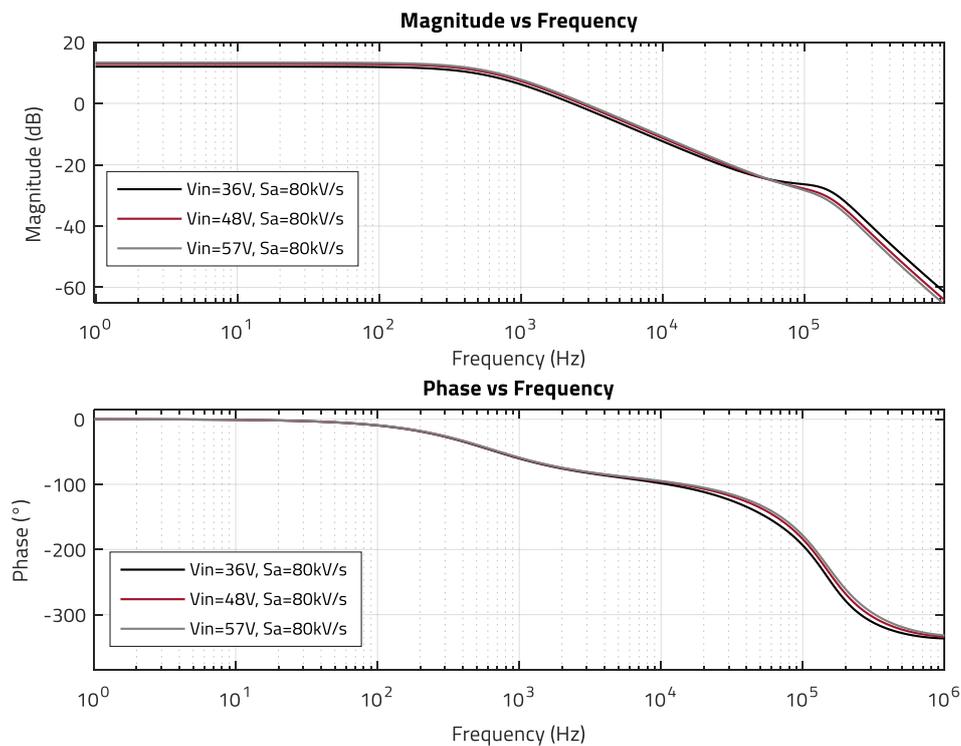


Abbildung 9: Übertragungsfunktion der Einheit im CCM-Betrieb für den  $V_{in}$ -Bereich (36 V, 48 V, 57 V) und  $S_a = 80 \text{ kV/s}$  (MATLAB)

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### 3.2 DCM-Betrieb (Discontinuous Conduction Mode)

Die Control-to-Output-Übertragungsfunktion (Übertragungsfunktion der Einheit) eines Current-Mode-Sperrwandlers im DCM-Betrieb hat die folgende Form <sup>[1]</sup>:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{err}(s)} = G_o \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{\omega_{rhpz}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (16)$$

Wie beobachtet, gibt es beim DCM-Betrieb keine subharmonische Schwingungsinstabilität und daher im Modell auch keinen Doppelpol. Es ist eine Nullstelle in der rechten Halbebene vorhanden, die jedoch an einer höheren Frequenz als bei CCM auftritt. Das Gleiche gilt für den zusätzlichen zweiten Pol und die ESR-Nullstelle. Aus diesem Grund kann der Current-Mode-Sperrwandler im DCM-Betrieb im Niederfrequenzbereich durch ein einpoliges System approximiert werden, das von  $\omega_{p1}$  dominiert wird. Hierbei gilt:

$$\omega_{p1} = \frac{2 \cdot I_{out}}{V_{out} \cdot C_{out}} \quad (17)$$

Wenn der Ausgangsstrom abnimmt, verschiebt sich der Pol zu einer niedrigeren Frequenz. Die Werte für  $V_{in} = 36 \text{ V}$ ,  $I_{out} = 2,5 \text{ A}$  und  $S_a = 0$  lauten in diesem Fall:

$$G_o = 20,6 \text{ dB}, \quad f_z = 5,05 \text{ MHz}, \quad f_{p1} = 202 \text{ Hz}, \quad f_{rhpz} = 246 \text{ kHz}, \quad f_{p2} = 114 \text{ kHz}$$

Abbildung 10 zeigt das Bode-Diagramm der Übertragungsfunktion der Einheit im DCM-Betrieb für Eingangsspannungen von 36 V, 48 V und 57 V und einen Ausgangsstrom von 0,8 A:

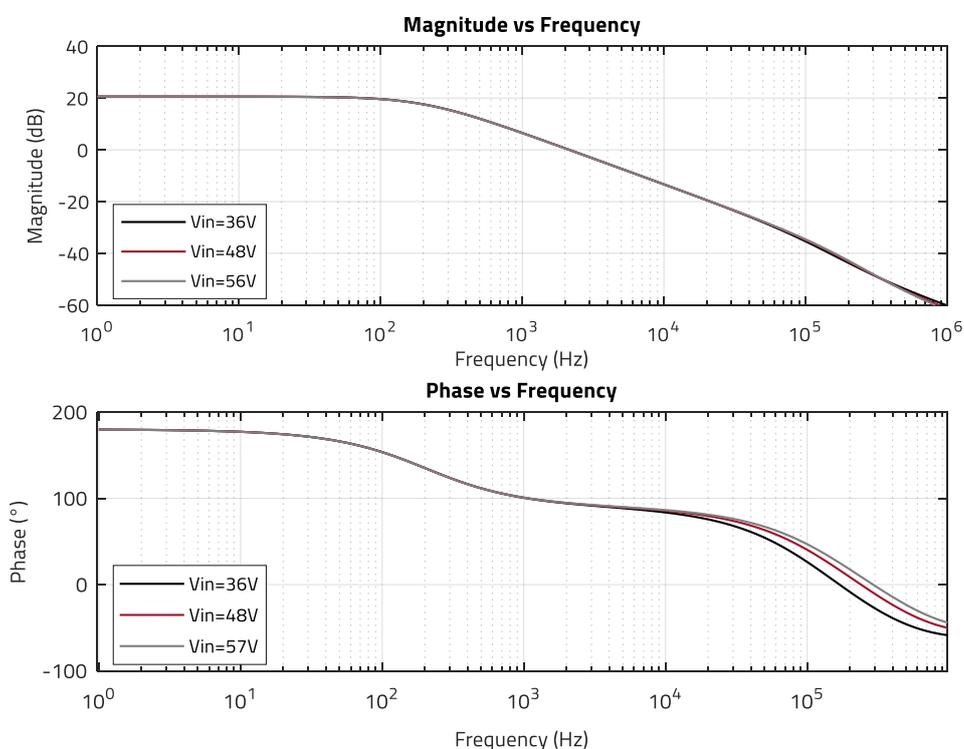


Abbildung 10: Übertragungsfunktion der Einheit im DCM-Betrieb für den  $V_{in}$ -Bereich (36 V, 48 V, 57 V) und  $S_a = 0 \text{ kV/s}$  (MATLAB)

In den vorangegangenen Abbildung 7 bis Abbildung 10 ist ein gemeinsames Merkmal der Stromregelung deutlich zu erkennen: Der Frequenzgang hängt (fast) nicht von der Eingangsspannung ab. Jede Änderung der Eingangsspannung wirkt sich direkt auf die Steilheit des Magnetisierungsstroms aus. Für einen bestimmten Stromspitzensollwert ändert sich dadurch wiederum das Tastverhältnis, so dass mehr oder weniger Energie auf die Sekundärseite übertragen werden kann, um die Ausgangsleistung

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

konstant zu halten, ohne dass es zu einem Überschwingen oder einer Ungleichförmigkeit der Ausgangsspannung kommt, bevor die Steuerung reagiert. Diese inhärente Forwardkompensation ist einer der Hauptvorteile der Stromregelungsverfahren.

#### 04. ANFORDERUNGEN AN DEN KOMPENSATIONSBLOCK

Wie im vorangegangenen Abschnitt dargelegt, stellt der CCM-Betrieb höhere Korrekturanforderungen als der DCM-Betrieb. Der Kompensationsblock wird daher in der Regel für den CCM-Betrieb unter ungünstigsten Betriebsbedingungen (d. h. minimale Eingangsspannung und voller Laststrom) ausgelegt. Das Verhalten im DCM-Betrieb wird danach überprüft, um sicherzustellen, dass es noch akzeptabel ist, und dann erfolgen alle erforderlichen Anpassungen, um in beiden Fällen eine gute Leistung zu erzielen.

Die Zielgrenzfrequenz der Leerlaufübertragungsfunktion wird so gewählt, dass sie je nachdem, welcher Wert kleiner ist, unterhalb von einem Fünftel der Schaltfrequenz (zur Dämpfung der Störungen durch die Harmonischen der Schaltfrequenz) oder einem Fünftel der Mindestnullstellenfrequenz in der rechten Halbebene liegt. Insbesondere die Nullstelle in der rechten Halbebene ist in den meisten Fällen der begrenzende Faktor, wie auch in diesem Beispieldesign. Die obigen Angaben stellen nur eine Faustregel für ein sehr stabiles Design dar, es steht aber jedem Entwickler frei, nach eigenem Ermessen oder eigenen Erfahrungen andere Reserve-Werte anzusetzen. In diesem Fall gilt:

$$F_{c1} = \frac{F_{sw}}{5} = 60 \text{ kHz} \quad (18)$$

$$f_{rhpz\_min} = \frac{(1-D_{max})^2 \cdot R_{Lmin}}{2 \cdot \pi \cdot D_{max} \cdot n^2 \cdot L_{p\_max}} = \frac{(1 - 0,49)^2 \cdot 4,8}{6,28 \cdot 0,49 \cdot 0,374^2 \cdot 41\mu} = 70,7 \text{ kHz} \quad (19)$$

$$F_{c2} = \frac{F_{rhpz\_min}}{5} = 14,4 \text{ kHz} \quad (20)$$

Die angestrebte Übergangsfrequenz sollte dann unter 14 kHz liegen. Der Frequenzbereich, der für die Korrektur von Interesse ist, ist in Abbildung 11 hervorgehoben:

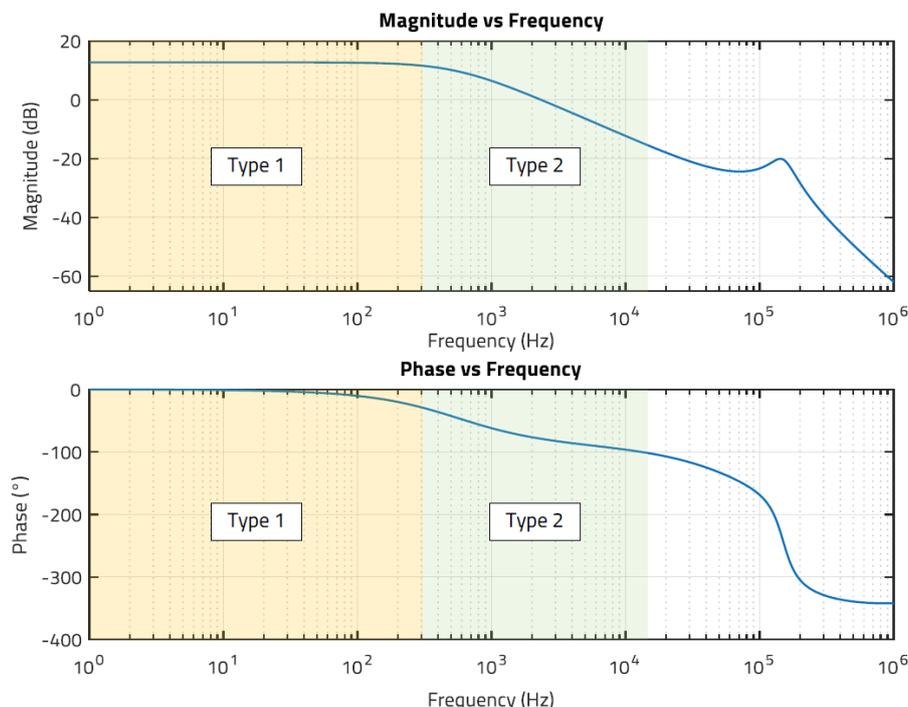


Abbildung 11: Für die Auswahl der Übergangsfrequenz und des geeigneten Kompensationsblocktyps interessanter Frequenzbereich

Im interessanten Frequenzbereich (unterhalb von 14 kHz) zeigt die Einheit auch im CCM-Betrieb eine Kennlinie erster Ordnung nach dem dominanten Pol des Systems (grüner Bereich; Steilheit 20 dB/Dekade). In diesem Bereich wird in der Regel ein

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Typ-2-Kompensationsblock gewählt, da dieser die erforderliche Verstärkung und eine Phasenvoreilung/-anhebung bis zu  $90^\circ$  bieten kann. Wenn eine Übergangsfrequenz unterhalb des dominanten Pols (gelb) gewählt wird, kann ein einfacher Typ-1-Kompensationsblock (Integrator) eingesetzt werden, um lediglich eine hohe Gleichstromverstärkung zur Minimierung des statischen Gleichstromfehlers ohne Phasenvoreilung zu erreichen. Festzuhalten ist, dass bei einem so niedrigen Frequenzbereich die Phasenverschiebung der Einheit nahezu null ist und bei der Frequenz des dominanten Pols  $45^\circ$  erreicht. So lässt sich mit einem einfachen Typ-1-Kompensationsblock eine Phasenreserve von  $45^\circ$  bis  $90^\circ$  erzielen. Allerdings ist zu beachten, dass eine niedrigere Übergangsfrequenz den Nachteil einer geringeren Bandbreite des geschlossenen Regelkreises mit sich bringt, was wiederum eine langsamere Reaktion des Regelkreises auf Änderungen der Ausgangsspannung und damit eine höhere Über- und Unterschwingung und Einschwingzeit nach sich zieht. Daher muss bei der Wahl der Übergangsfrequenz ein Kompromiss zwischen dem Einschwingverhalten und der Dämpfung hochfrequenter Störungen gefunden werden. Es ist zu beachten, dass das Hinzufügen einer größeren Ausgangskapazität ebenfalls dazu beitragen kann, die Einschwingcharakteristik trotz einer niedrigen Übergangsfrequenz zu verbessern, auch wenn dies mit zusätzlichen Kosten verbunden ist.

In diesem Fall wird – zunächst – eine Zielgrenzfrequenz  $f_c = 10$  kHz gewählt, mit einer Zielphasenreserve von  $PM = 70^\circ$ . In Abbildung 12 sind Betrag und Phase der Control-to-Output-Übertragungsfunktion bei  $f_c$  dargestellt:

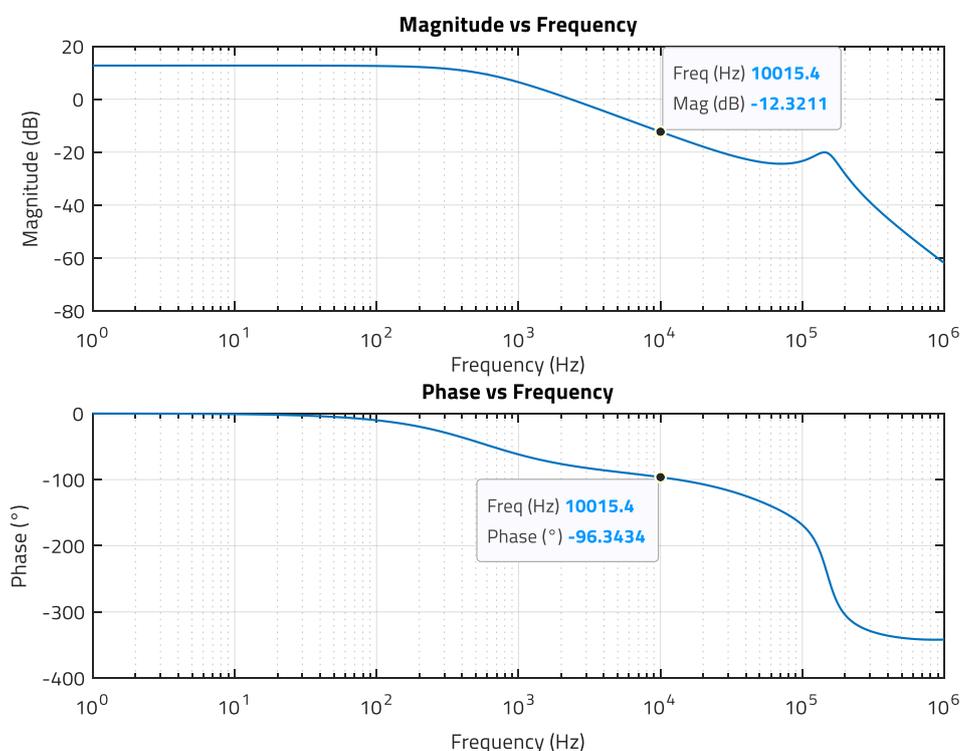


Abbildung 12: Betrag (dB) und Phase ( $^\circ$ ) der Übertragungsfunktion der Einheit bei  $f_c = 10$  kHz (MATLAB)

Bei einem Typ-2-Kompensationsblock beträgt die maximal erreichbare Phasenreserve in diesem Fall  $83,6^\circ$ , was für den angestrebten Zielwert von  $70^\circ$  ausreichend ist.

Der Kompensationsblock muss eine Verstärkung von  $+12,3$  dB (entspricht 4,12 ohne Einheit) liefern, um die Verstärkung der Einheit auszugleichen und die Leerlaufübertragungsfunktion bei  $f_c = 10$  kHz zu kreuzen:

$$C_{dB}(f_c) = -H_{dB}(f_c) = 12,3 \text{ dB}$$

$$|C(f_c)| = 4,12$$

Bei einer angestrebten Phasenreserve von  $70^\circ$  beträgt die Phasenvoreilung, die der Kompensationsblock bei  $f_c$  liefern muss:

$$\varphi_{\text{comp\_lead}}(f_c) = PM - 90 - \varphi_{\text{plant}}(f_c) = 76,4^\circ$$

# APPLICATION NOTE

ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

## 05. DESIGN EINES TYP-2-KOMPENSATIONSBLOCKS MIT TL431 UND WL-OCPT-OPTOKOPPLER

Nachdem die Anforderungen an die Kompensation festgelegt wurden, muss ein Typ-2-Kompensationsblock ausgewählt werden. Ein sehr beliebter Kompensationsblock für einen isolierten stromgesteuerten Sperrwandler basiert auf der Spannungsreferenz TL431 und einem Optokoppler, wie in Abbildung 13 dargestellt. Diese Konfiguration ist weit verbreitet, da sie kostengünstig und einfach aufgebaut ist und dennoch eine ausreichende Leistung bietet.

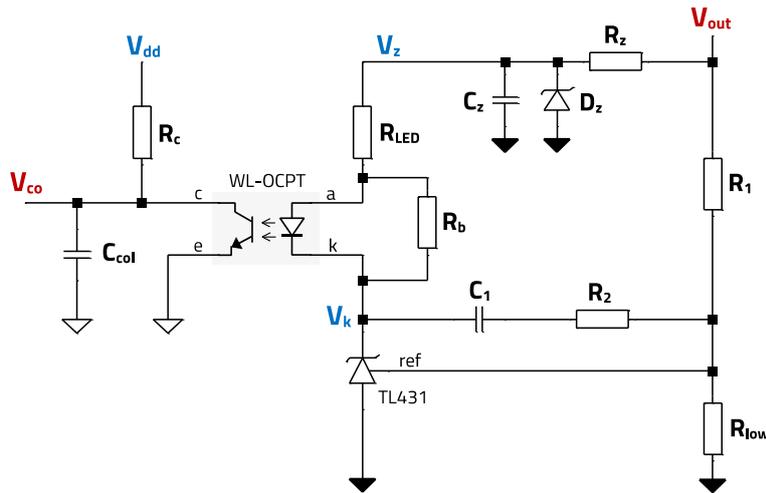


Abbildung 13: Typ-2-Kompensationsschaltung mit TL431 und WL-OCPT-Optokoppler

### 5.1 Schaltungsbetrieb

In Abbildung 13 ist zu sehen, dass der Optokoppler in einer Emitterschaltung vorgespannt ist, so dass mit steigendem Strom durch die LED die Kollektor-Emitter-Spannung ( $V_{co}$ ) sinkt. Man beachte, dass, wie oben in Abbildung 2 dargestellt,  $V_{co}$  den Magnetisierungsspitzenstrom und damit auch indirekt die an den Ausgang übertragene Energiemenge bestimmt. Der TL431 bestimmt den Strom durch die LED, indem er die Kathodenspannung ( $V_k$ ) in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung ( $V_{out}$ ) einstellt. Der TL431 funktioniert wie ein Fehlerverstärker, und seine interne Struktur ist in Abbildung 14 dargestellt (basierend auf dem Datenblatt <sup>[10]</sup>).

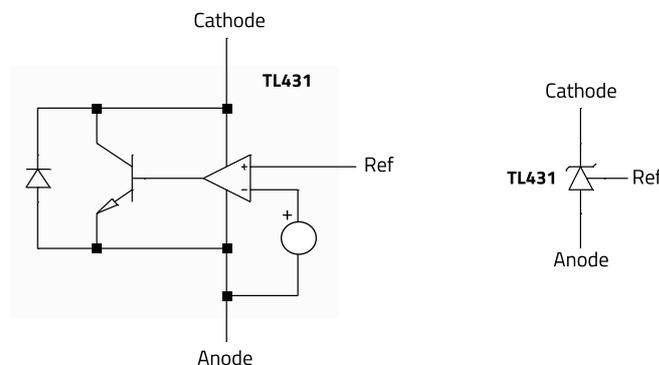


Abbildung 14: IC TL431 <sup>[10]</sup>

Wenn die Spannung am Ref-Anschluss höher ist als die interne feste Referenzspannung des TL431 – z. B. durch ein Überschwingen der Ausgangsspannung aufgrund einer plötzlichen Verringerung des Laststroms –, dann wird mehr Strom in die Basis des npn-Shunt-Transistors eingespeist, und die Kathodenspannung sinkt (Änderung des Arbeitspunktes des npn-Transistors im aktiven Bereich). Dies führt zu einer höheren Spannung an  $R_{LED}$  und an der Optokoppler-LED (Abbildung 13),

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

wodurch sich nachfolgend der LED-Strom und somit auch der Kollektorstrom erhöhen. Ein höherer Kollektorstrom bewirkt einen höheren Spannungsabfall an  $R_c$ , was zu einer niedrigeren Kollektor-Emitter-Spannung führt, die in dieser Konfiguration die Ausgangsspannung des Kompensationsblocks darstellt ( $V_{co}$ ). Ein niedrigerer Wert für  $V_{co}$  legt einen niedrigeren Spitzenstromsollwert fest, wodurch die Amplitude des Magnetisierungsstroms und damit die auf die Sekundärseite übertragene Energiemenge verringert wird. Die Ausgangsspannung wird dann wieder auf das geregelte Zielniveau gebracht. Das Gegenteil geschieht bei einem plötzlichen Anstieg des Laststroms. Abbildung 15 veranschaulicht dieses Funktionsprinzip für die Spezifikationen dieses Entwurfs sowohl für hohe-zu-niedrigen als auch für niedrige-zu-hohen Laststromstufen (2,5 A bis 2 A).

Hinweis:

$V_{(co\_div)}$ :  $V_{co}/6$  (Spannung am Komparatoreingang nach Teilung der Kompensationsblockspannung durch  $V_{div} = 6$ )

$V_{(cs\_leb)}$ : Spannung über dem Messwiderstand  $R_s$ , auf den die Korrekturrampe angewandt wird ( $S_a = 55 \text{ kV/s}$ )

$I_{(Lp)}$ : Primärwicklungsstrom (Magnetisierungsstrom)

$V_{(tl431k)}$ : Spannung an der Kathode des TL431

$I_{x(U1:A)}$ : LED-Strom

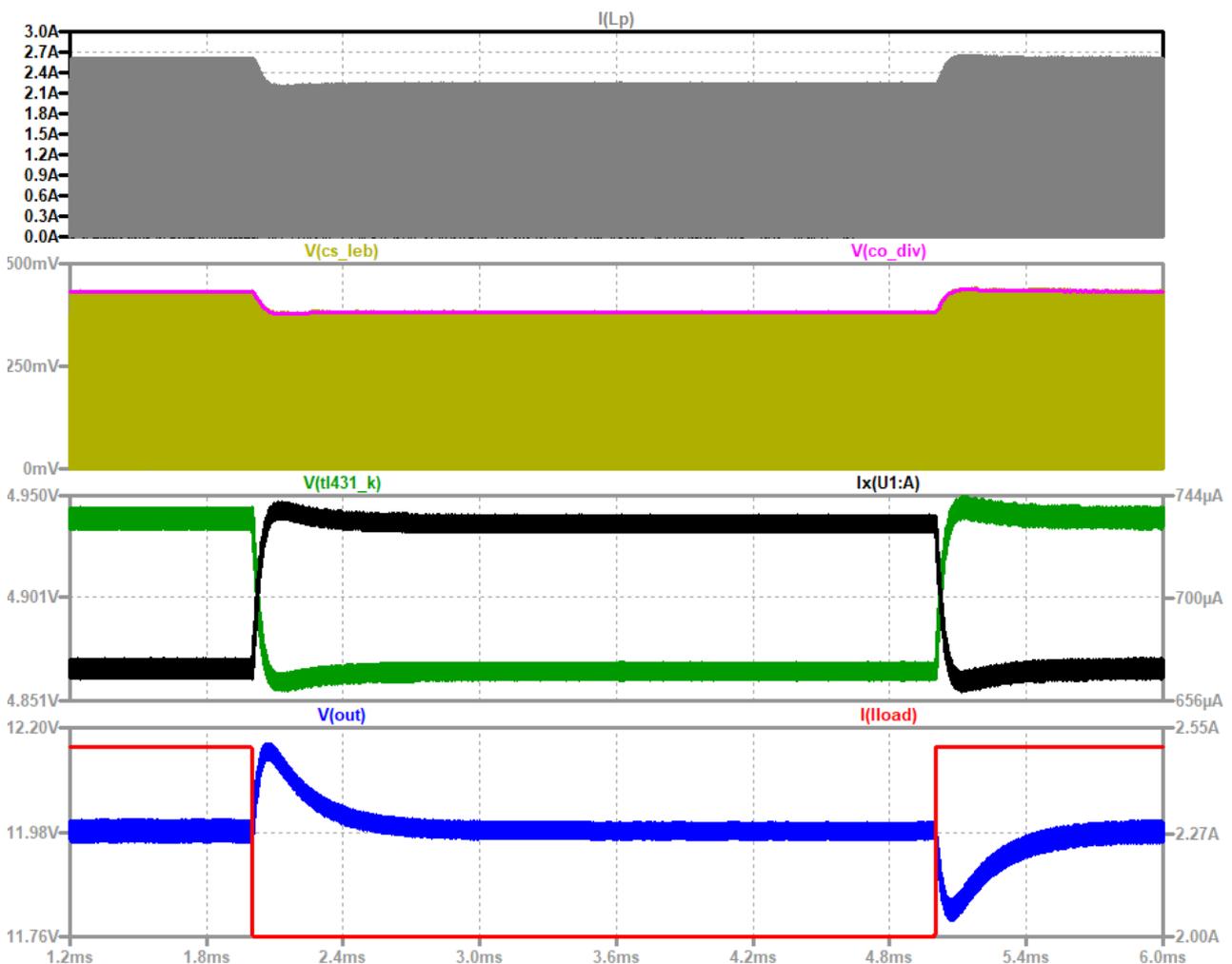


Abbildung 15: Beispiel für transiente Kurvenverläufe des Typ-2-Kompensators mit TL431 und WL-OCPT Optokoppler (LTSpice)

#### 5.2 DC-Vorspannung bei TL431 und WL-OCPT-Optokoppler

Damit der Kompensationsblock wie im vorigen Abschnitt beschrieben funktioniert, müssen der TL431 und der Optokoppler korrekt gleichstromvorspannt sein. Insbesondere müssen der interne npn-Transistor des TL431 und der

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Ausgangsfototransistor des Optokopplers für eine dynamische Leistung in ihrem aktiven Bereich vorgespannt sein und dies auch bei Berücksichtigung sämtlicher erwartbarer Schwankungen und Parametertoleranzen bleiben.

Für die Optokopplerschaltung werden  $R_C = 5 \text{ k}\Omega$  und  $V_{DD} = 5 \text{ V}$  intern im NCP12700 Controller festgelegt [9].

Der TL431 [10] benötigt einen Kathodenvorspannungsstrom von mindestens 1 mA, und die Mindestkathodenspannung entspricht der Referenzspannung – in diesem Fall 2,5 V.

Die LED in den Optokopplern der Baureihe **WL-OCPT 817** hat im ungünstigsten Fall einen Mindestdurchlassspannungsabfall von 0,85 V bei einem Vorwärtsstrom von 0,1 mA und einer Umgebungstemperatur von 110 °C (Abbildung 16). Ein parallel zur LED geschalteter Widerstand ( $R_b$ ) ist ein gängiges Verfahren, einen konstanten Strom zur Vorspannung des TL431 bereitzustellen, da im Normalbetrieb immer Strom durch die LED fließt, der die Spannung an diesem Vorspannungswiderstand bestimmt. Bei einem minimalen Vorspannungsstrom des TL431 von  $I_{b\_TL431\_min}=2 \text{ mA}$  beträgt der maximal zulässige Widerstandswert:

$$R_{b\_max} = \frac{V_{f\_min}}{I_{b\_TL431}} = \frac{0,85 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 425 \Omega \quad (21)$$

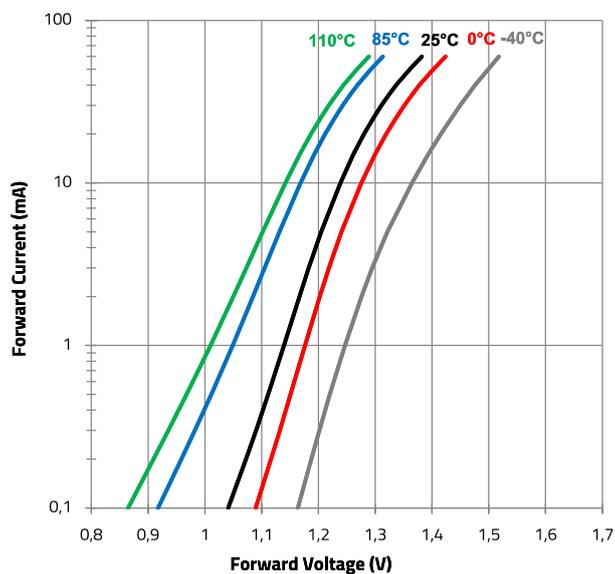


Abbildung 16: Baureihe **WL-OCPT 817**: Kennlinie LED-Durchlassspannung zu Durchlassstrom in Abhängigkeit der Umgebungstemperatur

Für die minimale Vorspannung des TL431 ( $V_{k\_min}$ ) gilt Folgendes:

$$V_k = V_z - V_{R_{LED}} - V_f \quad (22)$$

Der maximale Spannungsabfall über dem LED-Widerstand ( $V_{R_{LED\_max}}$ ) tritt bei maximalem LED-Strom auf ( $I_{LED\_max}$ ), der seinerseits bei der niedrigsten Kollektorspannung ( $V_{ce\_min} = V_{ce\_sat} = 0,2 \text{ V}$ ) auftritt. Dies wiederum impliziert einen maximalen Kollektorstrom bei minimalem absolutem CTR (Current Transfer Ratio, Gleichstrom-Übertragungsverhältnis):

$$I_{LED\_max} = \frac{I_{c\_max}}{CTR_{min}} = \frac{V_{dd}}{R_C \cdot CTR_{min}} \quad (23)$$

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Der Wert des LED-Widerstands muss niedriger sein als:

$$R_{LED\_max} \leq \frac{(V_z - V_f - V_{ref}) \cdot CTR_{min} \cdot R_c}{(V_{dd} - V_{ce\_sat} + I_{b\_TL431} \cdot CTR_{min} \cdot R_c)} \quad (24)$$

Zur Berechnung von  $R_{LED\_max}$  ist es erforderlich, zunächst den minimalen CTR-Wert des Optokopplers WL-OCPT zu schätzen. Im Folgenden wird ein Beispiel für ein solches Verfahren vorgestellt.

#### Schätzung des minimalen CTR des Optokopplers WL-OCPT

Das CTR des Optokopplers unterliegt erheblichen Schwankungen, die nicht nur auf Technologie und Fertigungstoleranzen zurückzuführen sind, sondern auch durch die Abhängigkeit von Parametern wie LED-Strom, Umgebungstemperatur und Betriebsdauer entstehen.

#### Mindest-CTR bei Inbetriebnahme

Zur Reduzierung des für einen bestimmten Entwurf zu berücksichtigenden CTR-Bereichs werden Optokoppler der WL-OCPT-Serie in so genannte „Binnings“ eingeteilt, von denen jedes einen CTR-Wert innerhalb eines bestimmten Bereichs für eine bestimmte DC-Vorspannungsbedingung garantiert. Die Tabelle in Abbildung 17 zeigt dies.

Testbedingung	Binning	Min.	Max.	Einheit
$I_F = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5 \text{ V}$	None	50	600	%
	A	80	160	%
	B	130	260	%
	C	200	400	%
	D	300	600	%

Abbildung 17: Beispiel für das CTR-Binning des Optokopplers WL-OCPT für die Baureihen **817** und **816**.

Wählt man ein Bauteil aus Binning „A“ frisch aus der Fertigung aus, so liegt das CTR zwischen 0,8 und 1,6. Dies gilt jedoch nur für einen LED-Strom von 5 mA und eine Kollektor-Emitter-Spannung von 5 V. Bei abweichenden Spezifikationen muss der CTR-Bereich neu berechnet werden. Hierfür kann die normierte CTR-Kurve im WL-OCPT-Datenblatt verwendet werden (Abbildung 18).

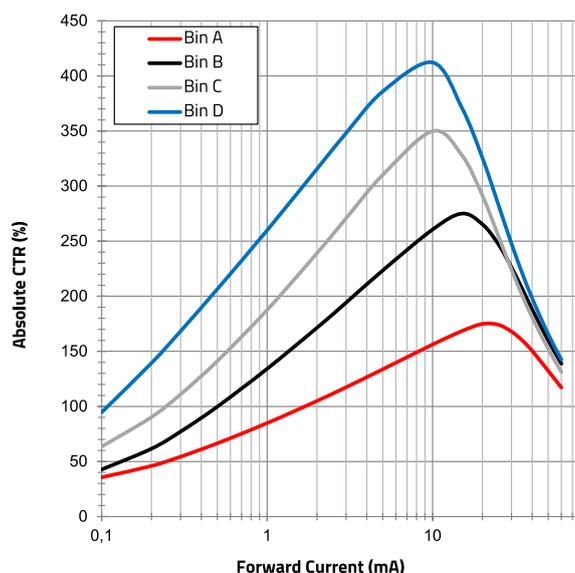


Abbildung 18: Baureihe **WL-OCPT 817**: absolutes CTR bezogen auf LED-Durchlassstrom (bei  $V_{ce} = 5 \text{ V}$ )

Ausführlichere Informationen zu den Grundlagen von Optokopplern finden Sie in der [Application Note](#) unter Referenz <sup>[12]</sup>.

Die DC-Vorspannungsbedingungen des Optokopplers müssen am interessanten Arbeitspunkt bekannt sein, um das minimale CTR abschätzen zu können. Im Regelkreis wird die Kollektor-Emitter-Spannung  $V_{ce}$  durch einen Faktor  $V_{div}$  geteilt, bevor sie dem Stromspitzenkomparator zugeführt wird ( $V_{div} = 6 \text{ V}$  für den NCP12700).

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Die vom Kompensationsblock in einem CCM-Stromwandler bereitgestellte Steuerspannung  $V_{ce}$  steuert den primären Spitzenstromsollwert und ist daher in ihrer Höhe von der Ausgangsleistung des Wandlers abhängig. Bei Volllast ist die Steuerspannung am höchsten; sinkt die Last, dann fällt auch die Steuerspannung. Es ist zu beachten, dass das CTR bei  $V_{ce}$  leicht variiert.

Die folgende Formel kann zur Abschätzung der Steuerspannung verwendet werden, die dem Komparator in einem Sperrwandler mit Spitzenstrombetrieb zugeführt wird:

$$V_c = V_{div} \cdot \left[ \frac{D}{F_{SW}} \cdot \left( S_a + \frac{V_{in} \cdot R_s}{2 \cdot L} \right) + \frac{V_{out} \cdot I_{out} \cdot R_s}{D \cdot V_{in}} \right] \quad (25)$$

Nimmt man  $V_{in(nom)} = 48 \text{ V}$ ,  $S_a = 55 \text{ kV/s}$ , (Mitte des Bereichs von  $S_a = 33 \text{ kV/s}$  bis  $80 \text{ kV/s}$ ) und Volllast  $I_{out} = 2,5 \text{ A}$  an, so erhält man folgendes Ergebnis:

$$V_c = 2,71 \text{ V}$$

Dies erzeugt einen Kollektorruehestrom von:

$$I_c = \frac{V_{dd} - V_c}{R_c} = 0,46 \text{ mA} \quad (26)$$

Das unter dieser Vorspannungsbedingung resultierende CTR kann experimentell mit dem in Anhang A gezeigten Aufbau gemessen werden. Alternativ kann es dank individueller **SPICE-Modelle**, die von Würth Elektronik für jedes Binning der Optokopplerserie **WL-OCPT 817** bereitgestellt werden, auch mit der in Abbildung 19 gezeigten LTSpice-Simulationsschaltung ermittelt werden. In diesem Fall beträgt das  $CTR = 0,71$  für  $V_{ce} = 2,7 \text{ V}$  bei einem LED-Strom von  $0,65 \text{ mA}$  und einem Kollektorstrom von  $0,46 \text{ mA}$ .

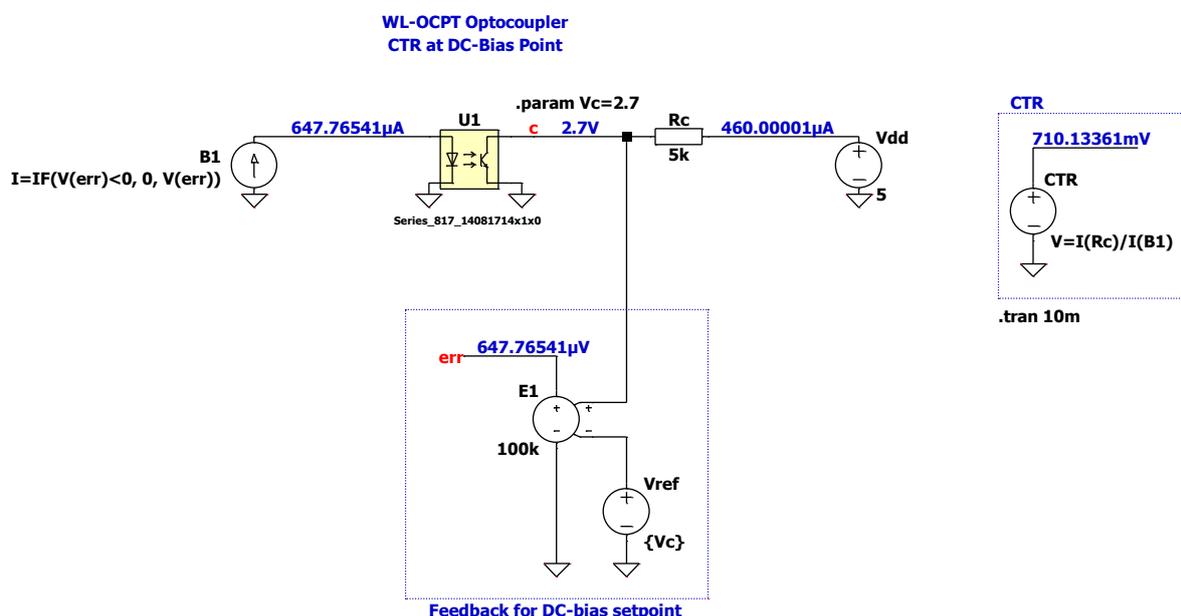


Abbildung 19: SPICE-Simulation zur Erzielung des CTR mit dem SPICE-Modell des **WL-OCPT 817 A** (LTSpice)

Man beachte, dass diese SPICE-Modelle ein CTR nahe dem Mittelwert des Toleranzbereichs des jeweiligen Binnings bei DC-Vorspannung von  $V_{ce} = 5 \text{ V}$  und  $I_F = 5 \text{ mA}$  berücksichtigen (in diesem Fall für Binning „A“ ist  $CTR_n = 1,2$ ). Das relative CTR für diese DC-Bias-Bedingung beträgt:

$$CTR_{rel} = \frac{CTR}{CTR_n} = \frac{0,71}{1,2} \approx 0,6 \quad (27)$$

Da sich das CTR nur geringfügig mit der Kollektor-Emitter-Spannung ändert (solange sich der Fototransistor im aktiven Bereich befindet), kann derselbe CTR-Wert von  $1,2$  für  $V_{ce} = 5 \text{ V}$  und  $V_{ce} = 2,5 \text{ V}$  bei  $I_F = 5 \text{ mA}$  näherungsweise bestimmt werden. Abbildung 20 zeigt, dass sich die relativen Kurven von CTR und LED-Strom für verschiedene Binnings unterhalb eines LED-

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Stroms von 5 mA nicht nennenswert voneinander unterscheiden. Sobald der Optokoppler-Fototransistor jedoch in der Nähe des Sättigungsbereichs ( $V_{ce}$  unter 0,5 V) zu arbeiten beginnt, sind größere Unterschiede in den Kurven zu beobachten. Damit entspricht nach der Datenblattkurve (Abbildung 20) ein relatives CTR von 0,55 einem LED-Strom zwischen 0,65 und 0,7 mA, was mit den simulierten Ergebnissen in Abbildung 19 übereinstimmt.

Zu dem ermittelten CTR-Wert von 0,71 muss nun noch die Produktionstoleranzspanne von Binning A hinzuaddiert werden. Ein minimales und maximales CTR von 0,8 und 1,6 entspricht einer Abweichung von  $\pm 30\%$  vom durchschnittlichen CTR von 1,2. Die Reichweite in diesem Entwurf beläuft sich dann auf:

$$CTR_{tol\_min} = 0,71 \cdot 0,7 \approx 0,49$$

$$CTR_{tol\_max} = 0,71 \cdot 1,3 \approx 0,91$$

Die relative CTR-Kennlinie in Abbildung 18 bezieht sich auf eine Betriebstemperatur von 25 °C. Das CTR schwankt jedoch auch abhängig von der Umgebungstemperatur, wie in Abbildung 21 dargestellt. Bei einem Temperaturbereich von 20 °C bis 85 °C ist der Kennlinie zu entnehmen, dass der obige Minimalwert mit dem Faktor 0,85 (@ $T_a = 85$  °C) und der Maximalwert mit dem Faktor 1 (@ $T_a = 10$  bis 30 °C) multipliziert werden muss, so dass man Folgendes erhält:

$$CTR_{tol\_temp\_min} = 0,49 \cdot 0,85 \approx 0,42$$

$$CTR_{tol\_temp\_max} = 0,91 \cdot 1 = 0,91$$

Der CTR-Mindestwert zu Beginn des Lebenszyklus ist in diesem Fall:

$$CTR_{min\_sol} = 0,42$$

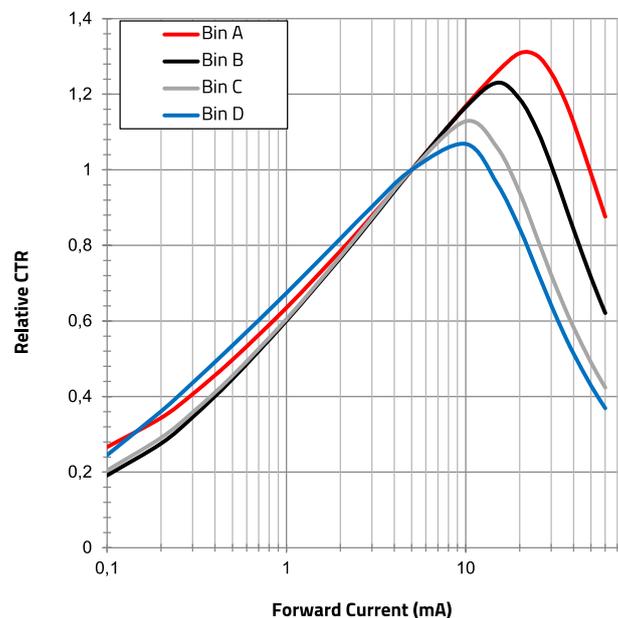


Abbildung 20: Ermittlung des CTR mit der normierten CTR-Kurve

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

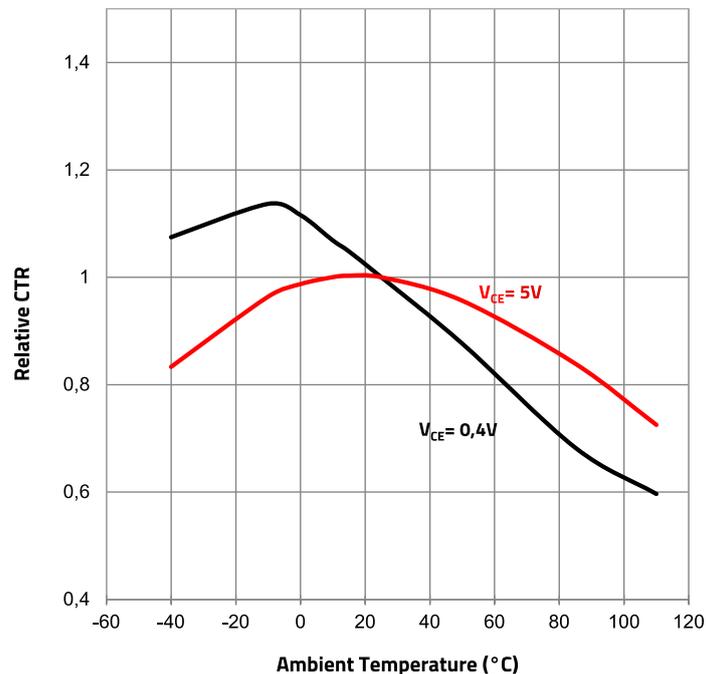


Abbildung 21: Baureihe [WL-OCPT 817](#): Kennlinie relatives CTR bezogen auf Umgebungstemperatur

#### Mindest-CTR am Ende der Lebensdauer

Das CTR des Optokopplers nimmt ferner mit der Betriebsdauer ab. Dies ist vor allem auf die Degradation der LED und die damit einhergehende Verringerung der Emissionseffizienz zurückzuführen, da die LED bei gleichem Durchlassstrom weniger Photonen erzeugt. Die Geschwindigkeit der Degradation ist direkt proportional zur LED-Betriebstemperatur und damit zum LED-Durchlassstrom. Die [Application Note](#) <sup>[13]</sup> bietet eine Anleitung zur Abschätzung der CTR-Degradation für eine bestimmte Betriebsbedingung. Bei diesem Entwurf würde das CTR bei einer maximalen Temperatur von 80 °C und einem LED-Strom von 0,65 mA, basierend auf den Testkurven <sup>[13]</sup>, bei einer Betriebsdauer von 20 Jahren weniger als 5 % abnehmen. Dabei wird jedoch ein LED-Strom von 5 mA angenommen, der deutlich höher ist als der Höchstwert in diesem Entwurf (0,2 mA ≤ I<sub>LED</sub> ≤ 0,42 mA). Obwohl die CTR-Degradation bei dieser Entwurfsspezifikation vernachlässigt werden kann, wird beispielshalber eine Degradation von 5 % angenommen:

$$CTR_{eol} = CTR_{min\_sol} \cdot 0,95 = 0,4$$

Es wird ein absolutes Mindeststromübertragungsverhältnis von  $CTR_{min} = 0,35$  berücksichtigt, das eine zusätzliche Reserve bietet.

#### Berechnung des LED-Widerstands

Aus Gleichung (24) ergibt sich unter Berücksichtigung von  $V_z = 9$  V (Einzelheiten siehe unten),  $V_{ce\_sat} = 0,2$  V <sup>[11]</sup> und  $V_f = 0,81$  V folgendes:

$$R_{LED\_max} = \frac{(V_z - V_f - V_{ref\_TL431}) \cdot CTR_{min} \cdot R_c}{(V_{dd} - V_{ce\_sat} + I_{b\_TL431} \cdot CTR_{min} \cdot R_c)} = 1,18 \text{ k}\Omega$$

Es wird ein etwas niedrigerer Standardwert von 1 kΩ gewählt.

$$R_{LED} = 1 \text{ k}\Omega$$

Dabei ist zu beachten, dass der Widerstandswert keinen Einfluss auf den LED-Strom hat, der nur durch den Kollektorstrom und das CTR bestimmt wird, wenn der Wandler im geschlossenen Regelkreis arbeitet, da die Kollektor-Emitter-Spannung durch das erforderliche Tastverhältnis festgelegt wird.

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### Die wechsellspannungsentkoppelnde Zener-Spannungsversorgung

Die Bauteile  $R_z$ ,  $D_z$  und  $C_z$  in Abbildung 13, bilden eine einfache per Zener geregelte Spannungsversorgung, deren Hauptfunktion darin besteht, die LED-Anode mit einer Gleichspannung zu versorgen, die von der Ausgangsspannung des Wandlers wechsellspannungsentkoppelt ist. Auf diese Weise wird sichergestellt, dass der LED-Strom nur durch die Kathodenspannung des TL431 strommoduliert wird. Andernfalls würde der LED-Strom auch durch die Schwankungen der Ausgangsspannung selbst moduliert werden, was die Wahlmöglichkeiten beim LED-Widerstandswert weiter einschränken würde (ausführliche Einzelheiten hierzu siehe [3]).

Die Zener-Spannung muss ausreichend hoch gewählt werden, um einen großen Dynamikbereich zur Regelung des LED-Stroms zu bieten und die Verlustleistung in  $R_z$  zu reduzieren; gleichzeitig muss sie aber auch so klein sein, dass die Verlustleistung in der Zener-Diode geringgehalten wird. Eine Zener-Spannung in einer Größenordnung von 70 bis 80 % der Ausgangsspannung ( $V_{out}=12\text{ V}$ ) wird als guter Kompromiss angesehen:

$$V_z = 0,8 \cdot V_{out} = 9,6\text{ V} \quad (28)$$

Die Auswahl fällt auf eine Zener-Diode mit der Standardspannung  $V_z = 9,1\text{ V}$ .

Der maximale Wert des Zener-Widerstands wird durch den Maximalstrom über den LED-Widerstand plus den Vorspannungsstrom der Zener-Diode ( $I_{b\_Zener}$ ) begrenzt, der in diesem Fall auf 2 mA festgelegt wurde, um den Wechselstromwiderstand zu verringern und die Wechselstromfilterung zu verbessern. Es gilt mithin:

$$R_z \leq \frac{(V_{out} - V_z)}{(I_{b\_Zener} + I_{b\_TL431} + I_{LED\_max})} = \frac{(V_{out} - V_z)}{I_{Rz}} = \frac{2,9\text{ V}}{5\text{ mA}} = 580\ \Omega \quad (29)$$

Es wird ein Standardwert von 470  $\Omega$  ausgewählt. Die Verlustleistung im Widerstand beträgt:

$$P_{Rz} = I_{Rz}^2 \cdot R_z = 25\ \mu\text{A} \cdot 470\ \Omega = 11,75\text{ mW} \quad (30)$$

Die maximale Verlustleistung in der Zener-Diode wird erreicht, wenn der LED-Strom null ist:

$$P_{z\_max} = (I_{Rz} - I_{b\_TL431\_min}) \cdot V_z = 3\text{ mA} \cdot 9,1\text{ V} = 27\text{ mW} \quad (31)$$

Die berechneten Werte sind für einen guten Wirkungsgrad und ein gutes Wärmemanagement akzeptabel niedrig.

#### Der ohmsche Teiler

Mit den Widerständen  $R_1$  und  $R_{low}$  wird die Ausgangsspannung unter Berücksichtigung der Referenzspannung des TL431 auf den gewünschten Wert festgelegt. Aus der Einstellung  $R_{low} = 10\text{ k}\Omega$  ergibt sich:

$$R_1 = \frac{(V_{out} - V_{ref\_TL431}) \cdot R_{low}}{V_{ref\_TL431}} = \frac{(12\text{ V} - 2,5\text{ V}) \cdot 10\text{ k}\Omega}{2,5\text{ V}} = 38\text{ k}\Omega \quad (32)$$

Es wird ein Wert von 38,3 k $\Omega$  ausgewählt.

### 5.3 Entwurf von Kompensatorbauteilen

Zum Zweck der AC-Analyse kann die Kompensationsschaltung aus der obigen Abbildung 13 durch die AC-Schaltung aus Abbildung 22 ersetzt werden.

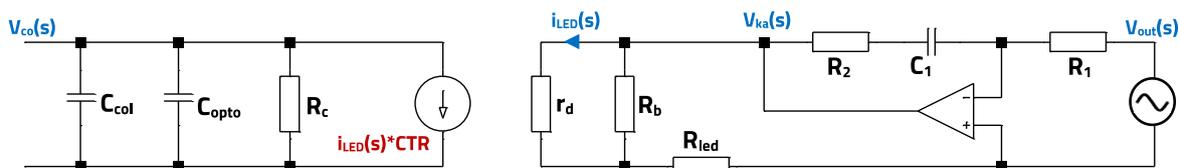


Abbildung 22: Wechselstrom-Ersatzschaltung für den Typ-2-Kompensator mit TL431 und WL-OCPT-Optokoppler

Im AC-Schaltungsmodell wird der TL431 praktisch wie ein Fehlerverstärker modelliert, der eine Wechsellspannung  $V_{ka}(s)$  erzeugt, die den LED-Strom moduliert. Dabei wird nun auch der dynamische LED-Widerstand ( $r_d$ ) in das Modell einbezogen.

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Obwohl sein Wert in der Regel sehr klein ist, steigt er an, wenn der LED-Strom sinkt, so dass ein größerer Anteil des LED-Stroms stattdessen durch den Vorspannungswiderstand  $R_b$  fließt, wodurch die Kompensationsverstärkung verringert wird. Es ist zu beachten, dass die Kapazität  $C_{opto}$  die parasitäre Kollektor-Emitter-Kapazität des Optokoppler-Phototransistors ist.

Die Übertragungsfunktion eines Typ-2-Kompensationsblocks wie dem in Abbildung 13 gezeigten weist eine Nullstelle ( $\omega_z$ ), einen Pol ( $\omega_p$ ) und einen Ursprungspol ( $\omega_{po}$ ) auf:

$$C(s) = \frac{V_{co}(s)}{V_{out}(s)} = -G_m \cdot \frac{\left(1 + \frac{\omega_z}{s}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (33)$$

Hierbei gilt  $G_m = \omega_{po} / \omega_z$ . Aus der Schaltung in Abbildung 22 ergibt sich der folgende Ausdruck für die Übertragungsfunktion:

$$C(s) = \frac{V_{co}(s)}{V_{out}(s)} = - \left( \frac{R_C \cdot CTR}{R_{LED}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{\left(1 + \frac{1}{sR_2C_1}\right)}{\left(1 + sR_C(C_{col} + C_{opto})\right)} \quad (34)$$

Berücksichtigt man  $s = j \cdot \omega = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$ , so erhält man:

$$\text{midband Gain} = |G_m| = \frac{R_C \cdot CTR}{R_{LED}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (35)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (36)$$

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_C \cdot (C_{col} + C_{opto})} \quad (37)$$

Man beachte, dass der CTR-Parameter im AC-Schaltungsmodell des Kompensators und in der Formel (35) für die Mittelbandverstärkung in Wirklichkeit dem Kleinsignal-CTR-Wert des Optokopplers entspricht, der in diesem Fall etwas höher ist als der berechnete DC-CTR-Wert. Es ist jedoch zu beachten, dass der DC-CTR-Wert für die folgenden Entwurfsschritte des Kompensators weiterhin als Näherungswert betrachtet wird.

Abbildung 23 zeigt den typischen Frequenzgang eines Typ-2-Kompensationsblocks. Liegt die Nullstelle bei einer niedrigeren Frequenz als der Pol, dann entspricht die Verstärkung bei exakt derjenigen Frequenz, die dem geometrischen Mittelwert der beiden Frequenzen entspricht ( $f_g = \sqrt{f_z \cdot f_p}$ ), der Mittenbandverstärkung  $G_m$ . Dies ist auch die Frequenz der maximalen Phasenvoreilung des Kompensationsblocks. Je weiter Pol und Nullpunkt voneinander entfernt liegen, desto größer ist die Phasenvoreilung – bis hin zu einem Maximum von  $90^\circ$ .

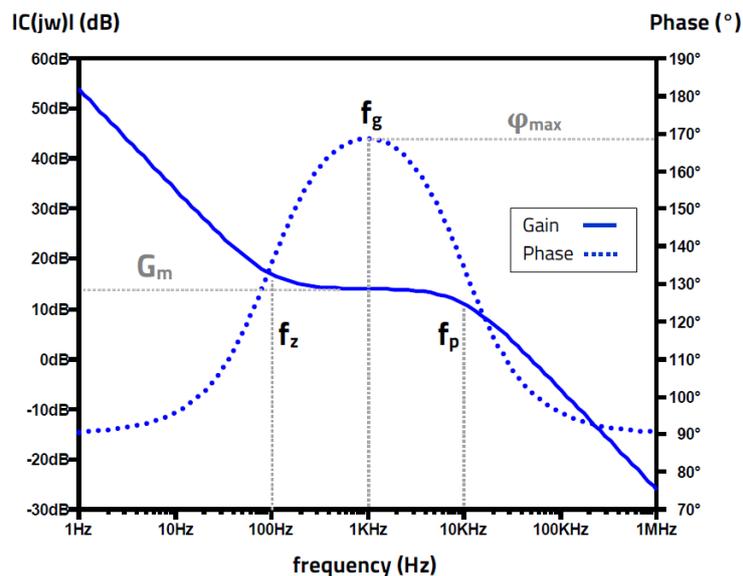


Abbildung 23: Typ-2-Kompensationsblock: Frequenzgang (Beispiel, LTspice-Simulation)

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Wenn also die geometrische Pol-Null-Mittenfrequenz auf die Zielübergangsfrequenz der Leerlaufübertragungsfunktion ( $f_g = f_c$ ) gesetzt wird, kann die Mittenbandverstärkung des Kompensationsblocks einfach so eingestellt werden, dass sie die Verstärkung der Einheit bei  $f_c$  ausgleicht. In diesem Fall werden Null- und Polfrequenzen symmetrisch zu  $f_c$  und weit genug voneinander entfernt platziert, um die zur Einhaltung der Phasenreserve erforderliche Phasenvoreilung zu gewährleisten. Dieses Ausgleichsverfahren wird als „k-Faktor“ bezeichnet [3][4].

Bei unserem Kompensationsblock sehen wir, dass die Mittenbandverstärkung vom CTR (Gleichung (35)) abhängt. Daher können wir davon ausgehen, dass die CTR-Schwankungen zu einer Änderung der Mittenbandverstärkung und damit zu einer Verschiebung der Übergangsfrequenz der Leerlaufübertragungsfunktion führen, wodurch zusätzlich die Phasenreserve beeinflusst wird. Dies zeigt, wie wichtig es ist, nicht nur das Mindest-CTR zu kennen, sondern auch die gesamte Bandbreite der CTR-Schwankungen. Es ist zu beachten, dass das Kleinsignal-CTR den Schwankungen der DC-CTR über den gesamten Strombereich dieser Anwendung (unter 1 mA) folgt. Ferner ist zu beobachten, dass die parasitäre Kollektor-Emitter-Kapazität des Optokoppler-Fototransistors ( $C_{opto}$ ) zusammen mit einer etwaigen zusätzlichen Kapazität ( $C_{col}$ ) die Polfrequenz des Kompensators bestimmt.

Im obigen Abschnitt 4 wurde die Kompensationsblockspezifikation wie folgt angegeben:

$$f_c = 10 \text{ kHz}$$

$$|C(f_c)| = 4,12 = +12,3 \text{ dB}$$

$$\varphi_{\text{comp\_lead}}(f_c) = +76,4^\circ$$

Da die Werte von CTR,  $R_c$ ,  $R_{LED}$  und  $R_1$  bereits im Hinblick auf die DC-Vorspannung gewählt sind, wird  $R_2$  berechnet, um die erforderliche Mittenbandverstärkung einzustellen:

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{LED} \cdot |G_m|}{R_c \cdot \text{CTR}_{\text{nom}}} = \frac{38 \text{ k} \cdot 1 \text{ k} \cdot 4,12}{5 \text{ k} \cdot 0,71} = 44,1 \text{ k}\Omega \quad (38)$$

Als Standardwert wird  $R_2 = 44,2 \text{ k}\Omega$  gewählt.

Um eine Phasenvoreilung von  $+76^\circ$  bei 10 kHz zu erhalten, werden die Null- und Polfrequenzen wie folgt berechnet [3]:

$$f_p = \left( \tan(\varphi_{\text{comp\_lead}}) + \sqrt{\tan^2(\varphi_{\text{comp\_lead}}) + 1} \right) \cdot f_c \quad (39)$$

$$f_z = \frac{f_c^2}{f_p} \quad (40)$$

Hieraus ergeben sich  $f_p = 83,25 \text{ kHz}$  und  $f_z = 1,2 \text{ kHz}$ .

Der Kondensator  $C_1$  wird aus obiger Gleichung (36) berechnet, um die Nullstelle auf die gewünschte Frequenz festzulegen:

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot f_z} = 3 \text{ nF}$$

Es wird ein Standardwert von  $C_1 = 3,3 \text{ nF}$  mit einer geringfügig niedrigeren Nullfrequenz von  $f_z \approx 1,1 \text{ kHz}$  gewählt.

Die zur Einstellung der Polfrequenz erforderliche Kapazität am Ausgang des Kompensationsblocks ist (37):

$$C_{\text{col}} + C_{\text{opto}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_c \cdot f_p} = 0,38 \text{ nF}$$

Hierbei gilt:

$$C_{\text{col}} = 0,38 \text{ nF} - C_{\text{opto}}$$

Wenn die parasitäre Kapazität des Optokopplers in diesem Fall größer als 0,38 nF ist, kann der Pol nicht auf die Zielfrequenz von 83,25 kHz festgelegt werden.

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### 06. EINSCHRÄNKUNGEN DES OPTOKOPPLERPOLS UND LÖSUNGEN

Die parasitäre Kollektor-Emitter-Kapazität ( $C_{opto}$ ) und damit die Grenzfrequenz des Optokopplers schwankt leicht mit der Kollektor-Emitter-Spannung ( $V_{ce}$ ). Die Grenzfrequenz ist daher abhängig von  $V_{ce}$ . Je niedriger die Kollektor-Emitter-Spannung, desto niedriger ist auch die Grenzfrequenz (aufgrund der höheren  $C_{opto}$ ). Für diesen Entwurf wurde die Grenzfrequenz des WL-OCPT **140817140110** mit dem in Anhang B gezeigten Aufbau gemessen, wobei  $V_{ce} = 2,7 \text{ V}$  wie zuvor für Vollastbedingungen berechnet wurde. Abbildung 24 zeigt die Ergebnisse eines der gemessenen Muster. Bei insgesamt 20 Einheiten lag die gemessene Grenzfrequenz zwischen 24,2 und 25 kHz. Nimmt man  $f_p=24,6 \text{ kHz}$  als Bereichsmittelwert, so entspricht dies einer parasitären Kapazität von:

$$C_{opto} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_c \cdot f_{p\_opto}} = 1,3 \text{ nF} \quad (41)$$

Die Messungen wurden auch für  $V_{ce} = 2 \text{ V}$  durchgeführt und ergaben eine etwas niedrigere Grenzfrequenz im Bereich zwischen 22,9 und 23,7 kHz.

Es ist zu beachten, dass die Grenzfrequenz des Optokopplers niedriger ist, wenn ein WL-OCPT-Bauteil aus einem anderen Binning mit höherer CTR ausgewählt wurde (z. B. Binning B oder C). Unter den hier betrachteten DC-Vorspannungsbedingungen wiesen die gemessenen Muster aus Binning B eine Polfrequenz von etwa 18 kHz auf, während diese bei solchen aus Binning C etwa 12,5 kHz betrug. Der Grund dafür ist die gegenseitige Abhängigkeit von CTR und  $C_{opto}$ . Ein höheres CTR kann beispielsweise durch eine Vergrößerung der Basisfläche des Ausgangsfototransistors erreicht werden. Dies hat eine höhere parasitäre Kapazität und daher auch eine niedrigere Grenzfrequenz sowie eine geringere Bandbreite des Optokopplers zur Folge.

In Gleichung (41) ist zu sehen, dass  $C_{opto}$  größer ist als der Maximalwert von 0,38 nF, der für die Festlegung des Kompensationsblockpols bei 83,25 kHz in diesem Entwurf erforderlich ist.

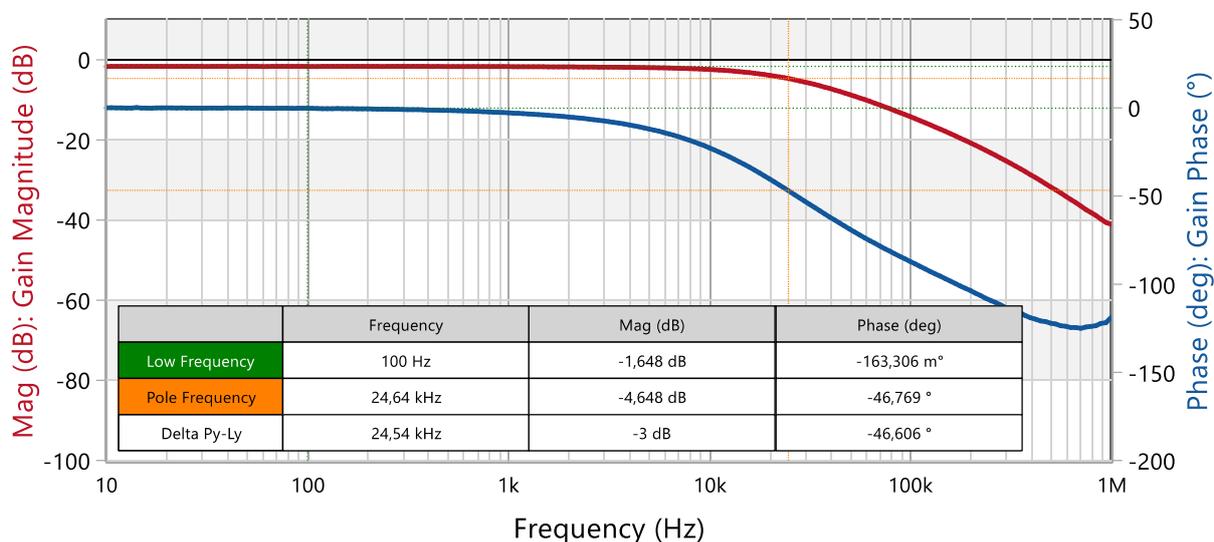


Abbildung 24: Ergebnis der Polfrequenzmessung für **WL-OCPT 817-A** (Bode 100™)

##### 6.1 Lösung 1: Eine niedrigere Zielgrenzfrequenz des Regelkreises wählen

Eine typische Lösung für die Einschränkung des Optokopplers ist die Verringerung der Zielgrenzfrequenz. Besondere Aufmerksamkeit sollte jedoch dem Einschwingverhalten gewidmet werden, da eine niedrigere Grenzfrequenz der Leerlaufübertragungsfunktion dazu führt, dass der Regelkreis langsamer auf Störgrößen reagiert.

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

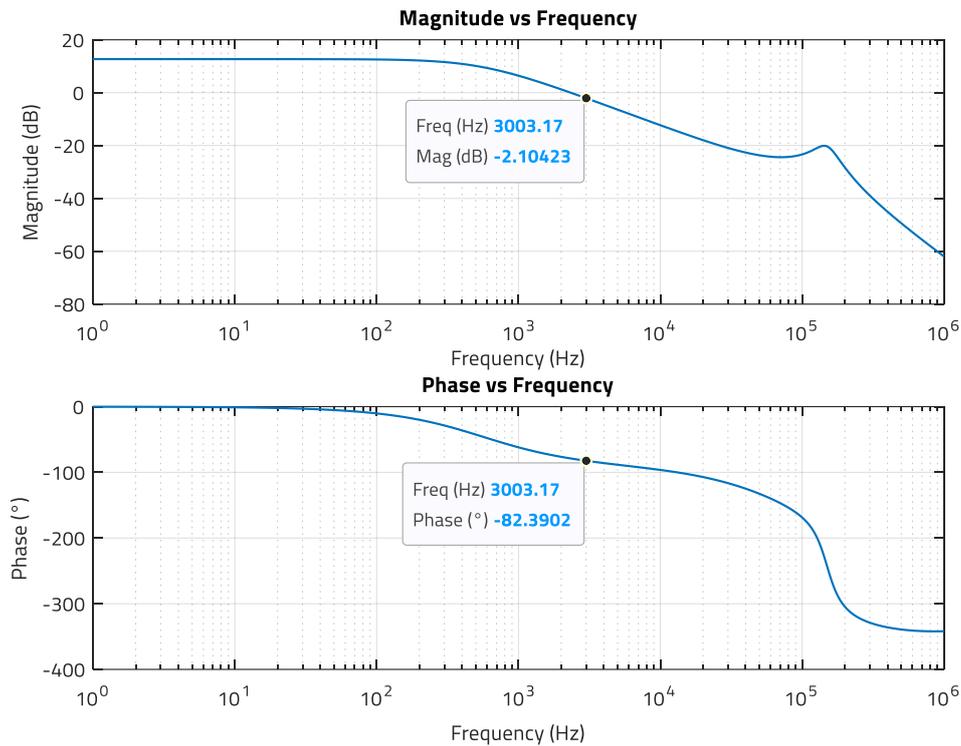


Abbildung 25: Betrag (dB) und Phase (°) der Übertragungsfunktion der Einheit bei  $f_c = 3$  kHz mit  $S_{a\_min} = 30$  kV/s (MATLAB)

Wählt man  $f_c = 3$  kHz aus dem Betrag und der Phase der Einheit in Abbildung 25, so ergeben sich folgende Anforderungen an den Kompensationsblock:

$$|C(f_c)| = +2,1 \text{ dB}$$

$$\varphi_{\text{comp\_lead}}(f_c) = 70^\circ - 90^\circ - 83,2^\circ \approx 62^\circ$$

Die erforderlichen Null- und Polfrequenzen werden aus Gleichung (39) und (40) neu berechnet:

$$f_z = 748 \text{ Hz}$$

$$f_p = 12,03 \text{ kHz}$$

Die Werte der Kompensationsblockbauteile werden ebenfalls neu berechnet:

$$R_2 = 13,8 \text{ k}\Omega \text{ (14 k}\Omega \text{ is selected)}$$

$$C_1 = 15,4 \text{ nF (15 nF is selected)}$$

Die Nullfrequenz mit den gewählten Werten ist  $f_z = 758$  Hz.

$$C_{\text{col}} + C_{\text{opto}} = 2,6 \text{ nF}$$

$$C_{\text{col}} = 1,3 \text{ nF (1 nF is selected)}$$

$$C_{\text{col}} + C_{\text{opto}} = 2,3 \text{ nF}$$

Die Polfrequenz mit dem gewählten Wert  $C_{\text{col}}$  ist geringfügig höher bei  $f_p = 13,8$  kHz.

Bei diesen Werten ergibt sich der Frequenzgang des Kompensationsblocks in Abbildung 26.

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

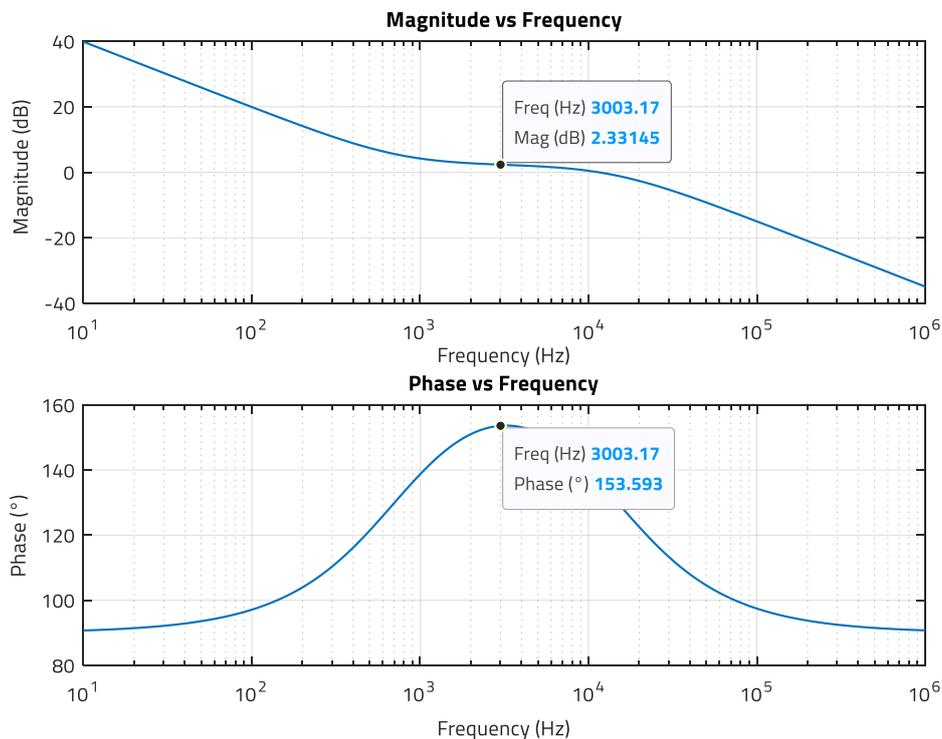


Abbildung 26: Betrag (dB) und Phase (°) des Kompensationsblocks für Lösung 1 (MATLAB)

Es lässt sich feststellen, dass sich die Verstärkung bei der Zielvorgabe  $f_c = 3$  kHz auf etwa 2,3 dB beläuft. Die Phasenvoreilung beträgt:  $153,5^\circ - 90^\circ = 63,5^\circ$ . Diese sehr ähnlichen, aber nicht exakten Werte sind das Ergebnis der Verwendung verfügbarer Standardwerte für die Bauteile – anstelle der theoretisch berechneten Werte.

#### 6.2 Lösung 2: Hinzufügen einer Nullstelle zum Löschen des Optokopplerpols und Hinzufügen eines Pols für den Kompensationsblock

Kann die Übergangsfrequenz nicht verringert werden, besteht eine mögliche Lösung darin, dem System sowohl eine Nullstelle als auch einen Pol hinzuzufügen. Die Nullstelle wird auf die Polfrequenz des Optokopplers gesetzt, um dessen Wirkung aufzuheben. Der Pol wiederum wird auf die Zielpolfrequenz des Kompensationsblocks gesetzt.

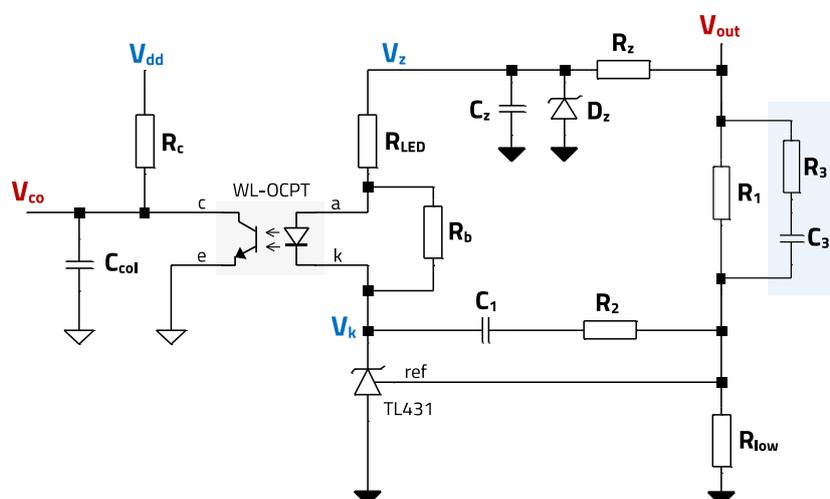


Abbildung 27: Typ-3-Kompensationsblockkonfiguration mit TL431 und WL-OCPT-Optokoppler

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Auf diese Weise lässt sich die Einschränkung von  $C_{opto}$  kompensieren und die angestrebte Grenzfrequenz erreichen. Ein Widerstand ( $R_3$ ) und ein Kondensator ( $C_3$ ), die parallel zu  $R_1$  geschaltet sind, bilden den zusätzlichen Pol und die Nullstelle, wie in Abbildung 27 dargestellt.

Diese Konfiguration entspricht eigentlich einem Typ-3-Kompensationsblock, aber da sich die Wirkungen der hinzugefügten Nullstelle und des Optokopplerpols gegenseitig aufheben, bietet das System effektiv ein Typ-2-Kompensationsblockverhalten mit einer Nullstelle, einem Pol und einer Mittenbandverstärkung.

Man beachte, dass die hinzugefügte Nullstelle den Optokopplerpol direkt kompensieren kann. Alternativ kann man eine zusätzliche Kapazität  $C_{col}$  hinzufügen, um den Pol in einen niedrigeren Frequenzbereich zu verschieben und ihn dann dort auszulöschen. Dies trägt dazu bei, die Auswirkungen der geringen Schwankungen der Optokopplerpolfrequenz zu verringern.

Wenn man  $C_{col} = 3,3$  nF hinzufügt, wird die Polfrequenz gemäß Gleichung (37) verschoben:

$$f_{p1}=f_{z2}=\frac{1}{2\cdot\pi\cdot R_c\cdot(C_{col}+C_{opto})}=6,92\text{ kHz}$$

Der Pol wird bei der zuvor berechneten gewünschten Frequenz platziert (Gleichung (39)) ( $f_{p2} = 83.25$  kHz), und  $R_3$  wird berechnet, um die Nullstelle zu setzen [3]:

$$R_3=R_1\cdot\frac{f_{z2}}{(f_{p2}-f_{z2})}=3,47\text{ k}\Omega \quad (42)$$

Es wird ein Wert  $R_3 = 3,6$  k $\Omega$  ausgewählt. Der Kondensator  $C_3$  wird berechnet, um den Pol einzustellen [3]:

$$C_3=\frac{1}{2\cdot\pi\cdot R_3\cdot f_p}=0,53\text{ nF} \quad (43)$$

Es wird ein Wert von  $C_3 = 0,47$  nF gewählt.

Daraus ergibt sich der folgende Frequenzgang des Kompensationsblocks:

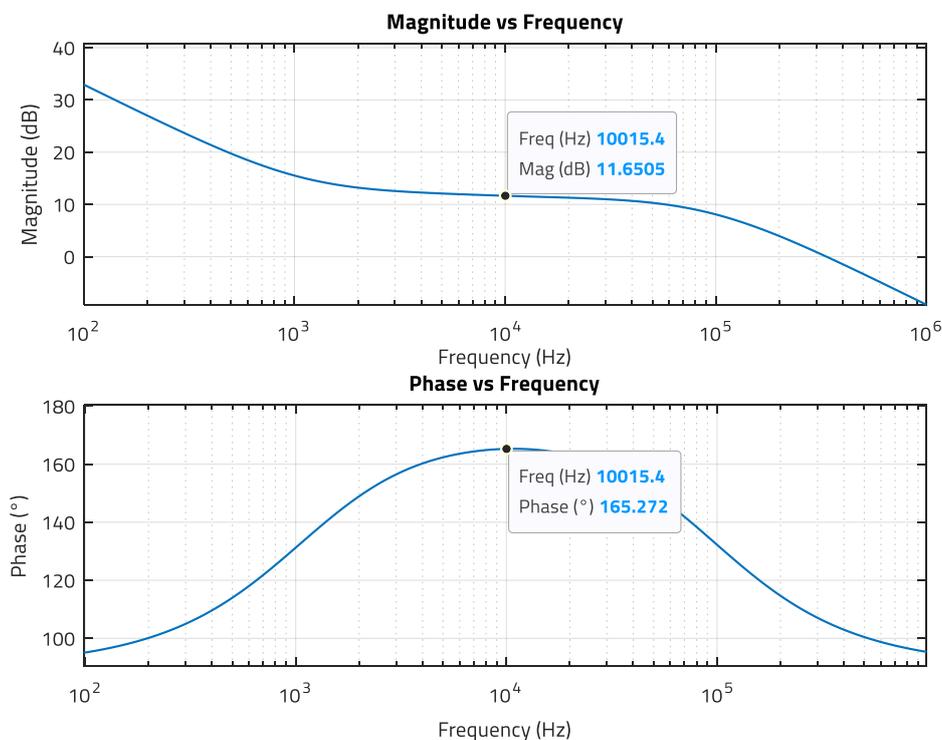


Abbildung 28: Betrag (dB) und Phase (°) des Kompensationsblocks für Lösung 2 (MATLAB)

Es lässt sich feststellen, dass sich die Verstärkung bei der Zielvorgabe  $f_c = 10$  kHz auf etwa 11,65 dB beläuft. Die Phasenvoreilung beträgt:  $165,3^\circ - 90^\circ = 75,3^\circ$ .

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### 07. LEERLAUFVERHALTEN: PHASEN- UND AMPLITUDENRESERVEN

Für Lösung 1 (Abbildung 29) wird eine Übergangsfrequenz von 3,06 kHz und eine Phasenreserve von etwa  $71^\circ$  beobachtet. Die Amplitudenreserve beträgt etwa 25 dB und liegt damit deutlich über dem empfohlenen Mindestwert von 6 dB. Für Lösung 2 (Abbildung 30) wird eine Übergangsfrequenz von 9,3 kHz und eine Phasenreserve von  $69,2^\circ$  – also knapp  $70^\circ$  – beobachtet. Die Amplitudenreserve beträgt etwa 15 dB, was zeigt, wie wichtig die Dämpfung des resonanten Doppelpols ist.

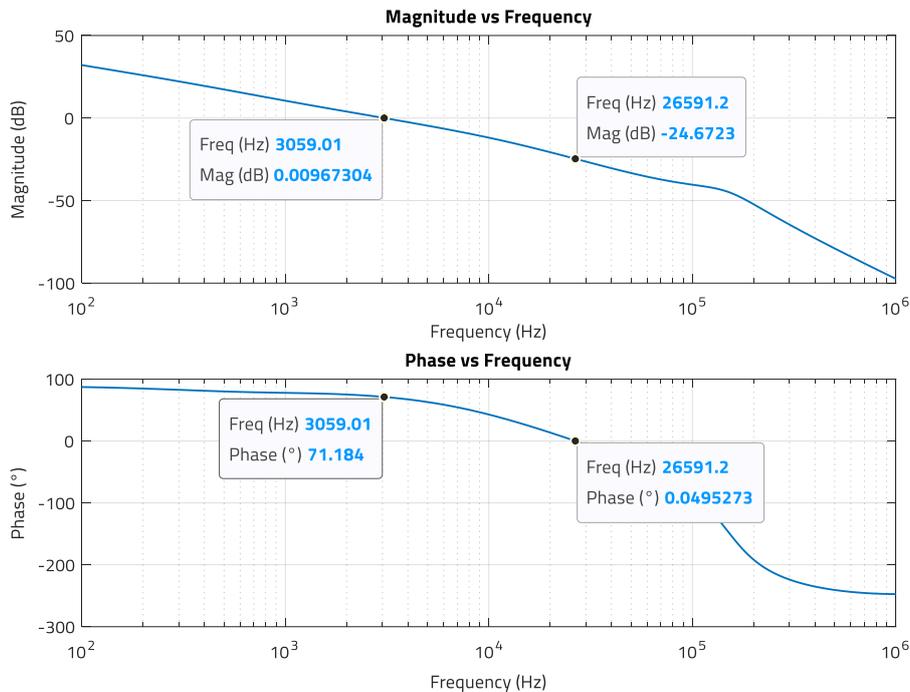


Abbildung 29: Amplitude (dB) und Phase ( $^\circ$ ) der Leerlauf-Übertragungsfunktion für Kompensationsblock-Lösung 1 (MATLAB)

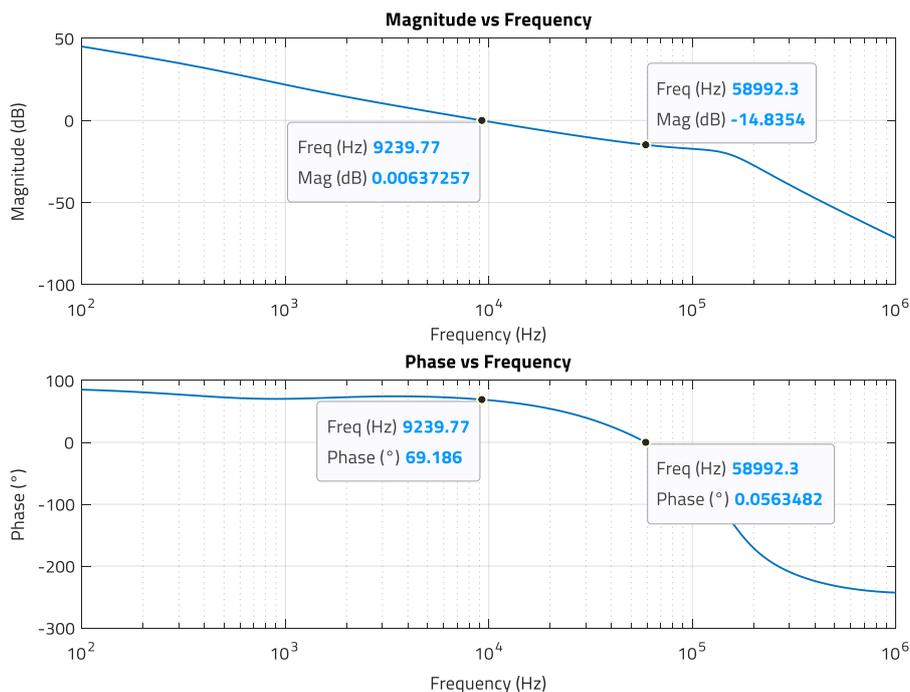


Abbildung 30: Amplitude (dB) und Phase ( $^\circ$ ) der Leerlauf-Übertragungsfunktion für Kompensationsblock-Lösung 2 (MATLAB)

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### 08. VERGLEICH DES EINSCHWINGVERHALTENS

Eine höhere Übergangsfrequenz im Leerlauf (Lösung-2) sorgt für eine höhere Bandbreite des geschlossenen Regelkreises. Eine höhere Bandbreite bedeutet, dass der Regelkreis schneller reagiert, um die Ausgangsspannung nach einer transienten Abweichung vom geregelten Wert zu korrigieren. Dies wird in Abbildung 31 deutlich, in der das Einschwingverhalten beider Lösungen bei einem Laststromsprung von 2 bis 2,5 A mit einer Anstiegsrate von 1 A/μs verglichen wird. Obwohl das Einschwingverhalten in beiden Fällen aufgrund der hohen Phasenreserve von 70° "brav" ist, ist zu beobachten, dass die höhere Bandbreite des geschlossenen Regelkreises von Lösung 2 zu einem geringeren Über- und Unterschwingen sowie zu einer kürzeren Einschwingzeit aufgrund der schnelleren Reaktionszeit führt. Beachten Sie, dass die Ergebnisse in LTspice mit einem Wandler erzielt wurden, der ein gemittelttes PWM-Schaltmodell nutzt, wie von Christophe Basso in [2] vorgeschlagen (dies ist der Grund dafür, dass in diesen Signalverläufen keine Schaltfrequenzwelligkeit zu beobachten ist).

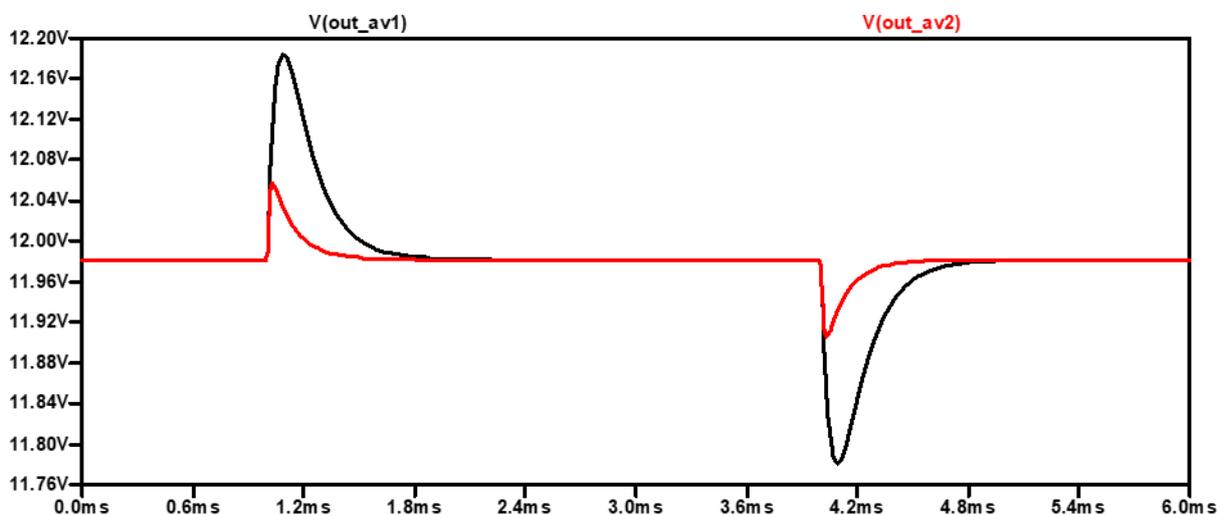


Abbildung 31. Vergleich des Einschwingverhaltens von Lösung 1 (schwarz) und 2 (rot) (LTspice simulation)

#### 09. EINFLUSS DER CTR-VARIATIONEN BEI OPTOKOPLERN

Die Gleichung (35) zeigt, dass die Mittenbandverstärkung des Kompensationsblocks direkt proportional zur CTR des Optokopplers ist:

$$|G_m| = \frac{R_c \cdot \text{CTR}}{R_{\text{LED}}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (44)$$

Theoretisch verschieben CTR-Schwankungen die Amplitudenkurve des Kompensationsblocks nach oben oder unten, während die Phasenlage unverändert bleibt. In der Realität sind CTR und Polfrequenz miteinander verknüpft, und mit zunehmender CTR sinkt die Polfrequenz, was zu einer geringeren Phasenvoreilung/Überhöhung des Kompensationsblocks führt. Das Ergebnis ist eine andere Übergangsfrequenz der Leerlauf-Übertragungsfunktion und eine andere Phasenreserve. Aus diesem Grund muss die Reaktion des Systems an den CTR-Grenzwerten gemessen werden. Im Falle dieses Entwurfs beträgt der CTR-Bereich bei Vollast und minimaler Eingangsspannung:

$$0.4 \leq \text{CTR} \leq 0.91 \quad (45)$$

Wenn man die Polfrequenz für das Beispiel festlegt, kann man beobachten, wie für den betrachteten CTR-Bereich die Mittenbandverstärkung mit -2,8 dB (CTR = 0,4), 1,47 dB (CTR = 0,65) und 4,2 dB (CTR = 0,9) variiert.

Die Auswirkung auf die Übergangsfrequenz und die Phasenreserve im offenen Regelkreis ist in Abbildung 32 dargestellt. Die Übergangsfrequenz liegt im Bereich zwischen 1,75 kHz und 3,7 kHz (Zielwert war 3 kHz), der Phasenabstand im Bereich zwischen 75,2° und 66,5°. In diesem Fall sorgt die sanfte Steigung der Phasenkurve dafür, dass kleine Variationen der Bauteilparameter keinen großen Einfluss auf die Phasenreserve haben. Es sei darauf hingewiesen, dass in der Praxis die

# APPLICATION NOTE

## ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

Auswirkung der Polfrequenzschwankungen zusammen mit der CTR zu einer größeren Abweichung der Phasenreserve führen kann, was in Abbildung 33 nicht dargestellt ist.

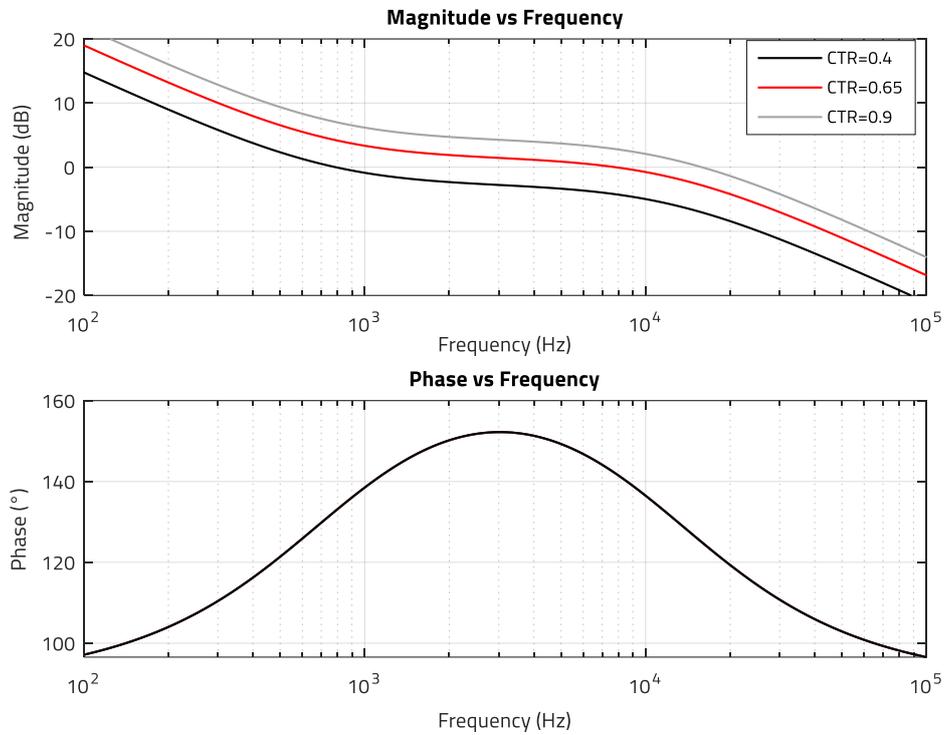


Abbildung 32: Auswirkung des Kompensationsblocks auf verschiedene CTR-Werte (MATLAB)

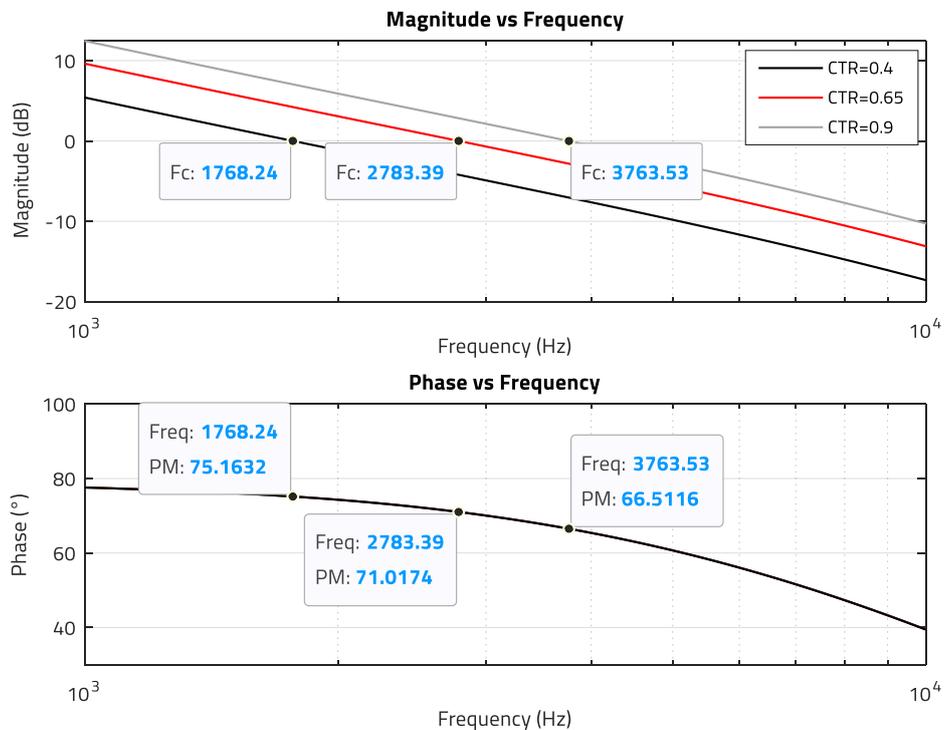


Abbildung 33: Leerlauf-Übertragungsfunktion: Fc und PM in Abhängigkeit von verschiedenen CTR-Werten (MATLAB)

# APPLICATION NOTE

## ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

### 010. PROTOTYP UND EXPERIMENTELLE ERGEBNISSE

Es wurde ein 30-W-Sperrwandler-Prototyp auf der Grundlage der Spezifikation von Abschnitt 3 gebaut (Abbildung 34). Für die Messungen kam ein Optokoppler **WL-OCPT** aus der Serie 817 und Bin A mit einer statischen CTR von 0,71 bei den DC-Bias-Bedingungen des vorherigen Abschnitts 5.2 zum Einsatz. Es ist zu beachten, dass die in diesem Abschnitt gezeigten experimentellen Ergebnisse für  $V_{in\_min} = 36\text{ V}$  und Volllast  $I_{out} = 2,5\text{ A}$  bei einer Ausgangsspannung von 12 V gelten. Die Stabilität der Rückkopplungsschleife (Phasen- und Verstärkungsspannen) muss jedoch auch für alle anderen zu erwartenden Betriebsbedingungen der Stromversorgung überprüft und gegebenenfalls angepasst werden.

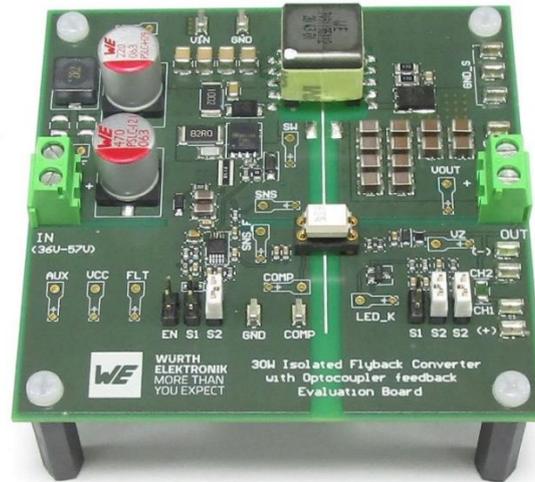


Abbildung 34: Stromgesteuerter Sperrwandler mit Optokoppler-Rückkopplungsschleife

#### 10.1 Messung des Frequenzgangs der Einheit

Die Übertragungsfunktion zwischen Steuerung und Ausgang zeigt eine gute Übereinstimmung von Betrag und Phase mit den analytischen Ergebnissen, wie in Abbildung 35 dargestellt.

Für 3 kHz zeigten die analytischen Ergebnisse eine Verstärkung und eine Phase von -2,1 dB bzw.  $-82,4^\circ$  (Abbildung 25), was nahe an den gemessenen Werten von -2,1 dB und  $-79,4^\circ$  liegt. Für 10 kHz lagen die analytischen Ergebnisse bei -12,3 dB und  $-96,3^\circ$  (Abbildung 12), was ebenfalls eine gute Annäherung an die gemessenen -12,1 dB und  $-99^\circ$  darstellt.

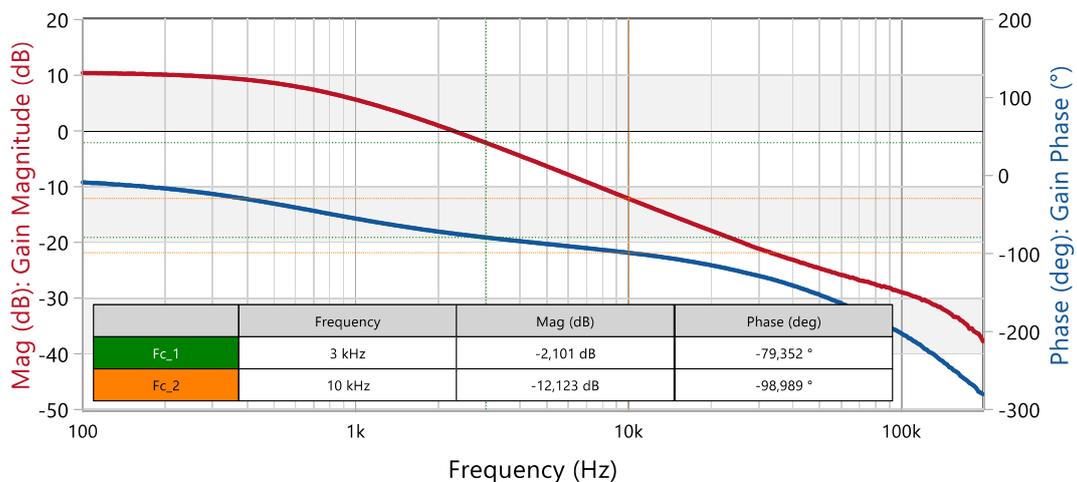


Abbildung 35: Messwerte für die Einheit: (Control-to-Output-) Amplitude und Phase ( $V_{in} = 36\text{ V}$ ,  $I_{out} = 2,5\text{ A}$ ) (Bode100™)

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### 10.2 Messergebnisse für Kompensationsblock-Design 1

Der Kompensationsblock in Design-Lösung 1 wurde für 2,3 dB Verstärkung und 154° Phase bei 3 kHz ausgelegt (Abbildung 26). Experimentelle Ergebnisse zeigen eine Verstärkung von 2,66 dB und eine Phase von 155,9° (Abbildung 36). Dies ist zwar nahe dran, aber nicht exakt, da verschiedene Faktoren die gemessenen Werte in einem realen Prototyp beeinflussen. Die dynamische CTR des Optokopplers ist in Wirklichkeit etwas höher als die statische CTR von 0,71, was die gemessene Verstärkung im mittleren Frequenzbereich erhöht. Dies wird jedoch teilweise durch die Verringerung der Mittenbandverstärkung ausgeglichen, die dadurch entsteht, dass  $R_b$  einen Teil des Stroms von der Optokoppler-LED ableitet, sowie durch die nicht ideale AC-Entkopplung durch das Zener-Netzwerk. Die nicht exakte Auslöschung des Null- und des Optokopplerpols kann ebenfalls zu abweichenden Ergebnissen beitragen.

Das Leerlaufverhalten zeigt eine Übergangsfrequenz von 3,2 kHz mit einer Phasenreserve von 75,5° und einer Verstärkungsreserve von 19,6 dB (Abbildung 37). Die Phasenreserve ist höher als die angestrebten 70°, was auf die Hinzufügung des Kompensators und den gemessenen Phasenüberschuss der Einheit zurückzuführen ist. Obwohl es sich um ein robustes und sehr stabiles Design handelt, kann der Kompensationsblock weiter "feinabgestimmt" werden, z. B. durch Verkleinerung von  $C_1$ , um eine höhere Nullfrequenz einzustellen und so die Phasenüberhöhung des Kompensators und damit die Phasenreserve auf die angestrebten 70° zu reduzieren.

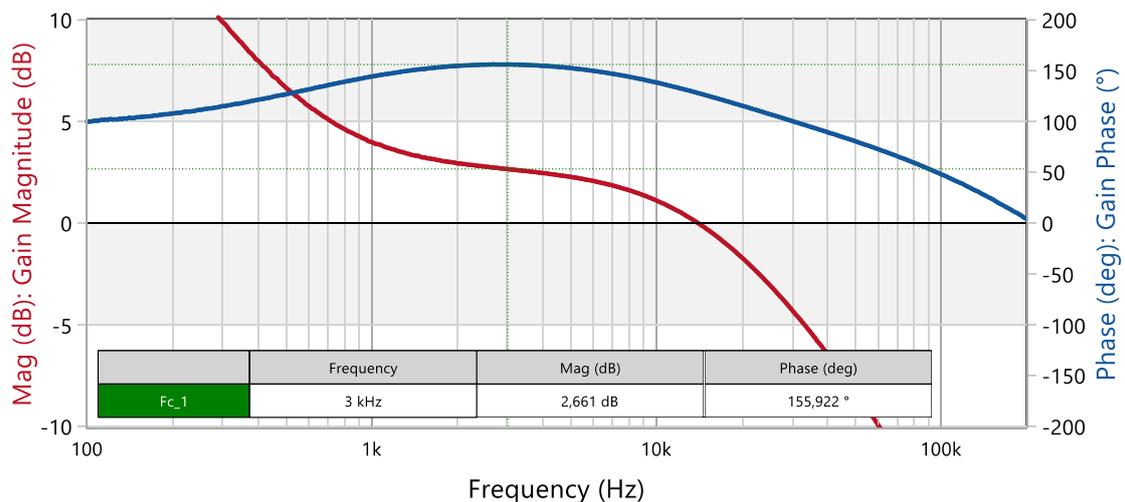


Abbildung 36: Messwerte für Kompensationsblock Typ 1: Amplitude und Phase ( $V_{in} = 36 V$ ,  $I_{out} = 2,5 A$ ) (Bode100™)

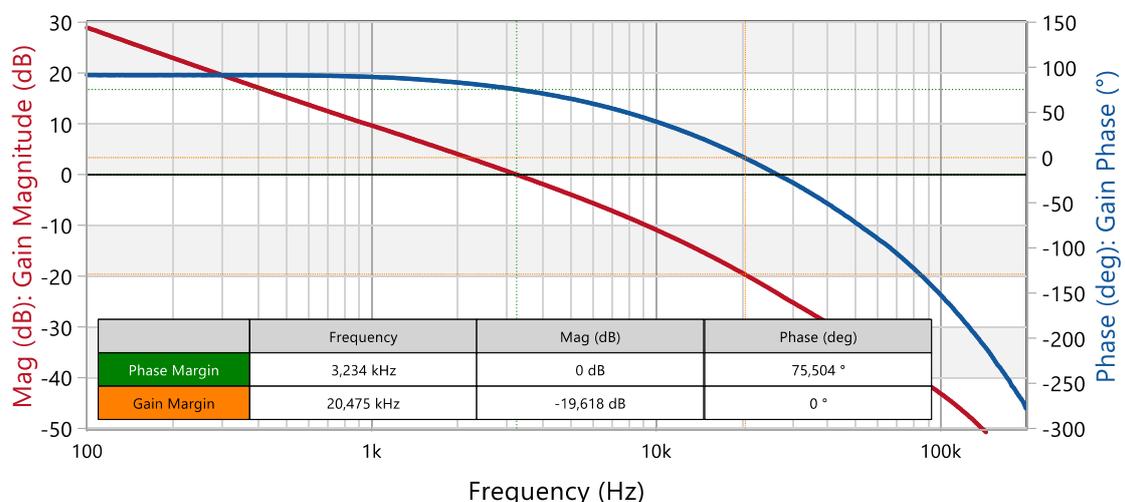


Abbildung 37: Messwerte für Kompensationsblock Typ 1 im Leerlauf: Amplitude und Phase ( $V_{in} = 36 V$ ,  $I_{out} = 2,5 A$ ) (Bode100™)

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### 10.3 Messergebnisse für Kompensationsblock-Design 2

Der Kompensationsblock weist eine Verstärkung von etwa 12,5 dB und eine Phase von 159,3° bei 10 kHz auf, und es ist zu beobachten, dass er aufgrund der Auslöschung des Optokopplerpols durch die hinzugefügte Nullstelle eine Typ-2-Kennlinie aufweist (Abbildung 38). Die analytischen Ergebnisse lagen bei 11,6 dB und 165° (Abbildung 28). Die Ursache für die höhere Verstärkung wurde bereits im vorherigen Abschnitt erläutert. Eine geringere Phasenhebung kann durch eine nicht ideale Auslöschung der Nullstelle und des Optokopplerpols verursacht werden. In diesem Fall scheint die Hauptursache jedoch in den beiden zusätzlichen Hochfrequenzpolen zu liegen, die bei etwa 100 kHz im Frequenzgang auftreten, da zu beobachten ist, wie die Verstärkung mit etwa -60 dB/dec nach dem Pol des Kompensationsblocks abfällt und die Phase auf dem Weg zu -90° (statt 90°) ist. Diese Pole wurden nicht modelliert und tragen zu einer kleinen Phasenverschiebung bei 10 kHz bei. Eine mögliche Anpassung zur Erhöhung der Kompensationsblock-Phasenhebung kann darin bestehen, den Pol des Kompensationsblocks auf eine höhere Frequenz zu verschieben und/oder den Nullpunkt, der den Optokopplerpol auslöscht, auf eine niedrigere Frequenz zu legen.

Die überschüssige Verstärkung durch den Kompensationsblock führt zu einer offenen Übergangsfrequenz von 10,2 kHz, die höher ist als das geplante Ergebnis von 9,2 kHz. Die Phasenreserve liegt mit etwa 59° unter dem Zielwert von 70° bei einer Verstärkungsreserve von etwa 10 dB (Abbildung 39). Obwohl der Entwurf stabil ist, kann die Phasenreserve wie oben erläutert weiter erhöht werden. Es ist zu beachten, dass eine Verringerung der Übergangsfrequenz mit einer niedrigeren Mittenbandverstärkung des Kompensationsblocks (niedrigeres  $R_2$ ) in diesem Fall nicht nur die Phasenreserve, sondern auch die Verstärkungsreserve erhöhen kann.

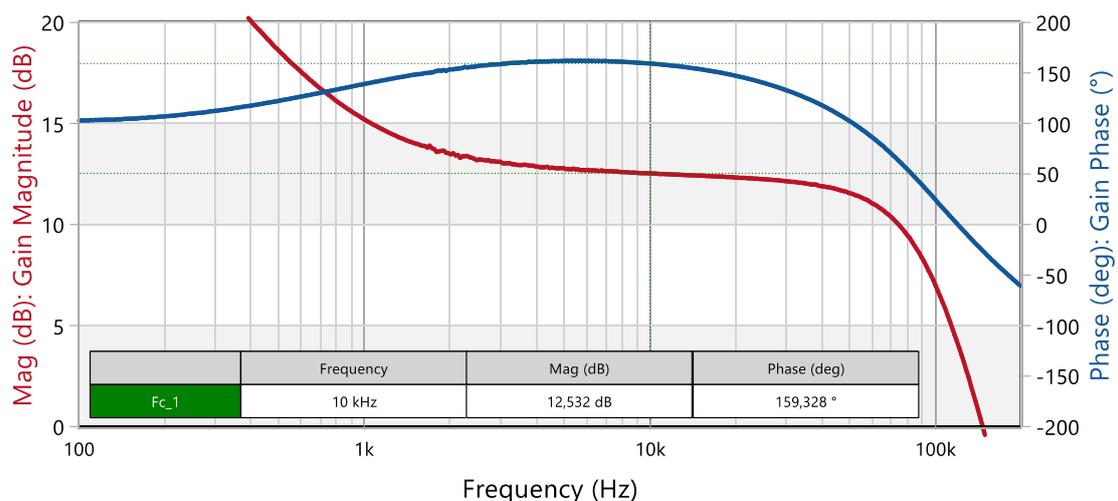


Abbildung 38: Messwerte für Kompensationsblock Typ 2: Amplitude und Phase ( $V_{in} = 36 V$ ,  $I_{out} = 2,5 A$ ) (Bode100™)

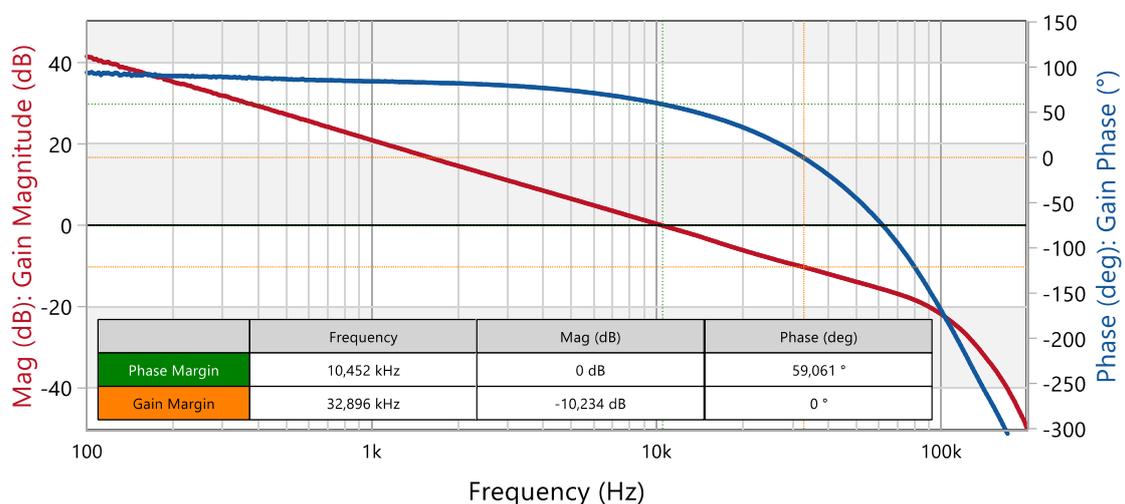


Abbildung 39: Messwerte für Kompensationsblock Typ 2 im Leerlauf: Amplitude und Phase ( $V_{in} = 36 V$ ,  $I_{out} = 2,5 A$ ) (Bode100™)

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### 10.4 Messung des Einschwingverhaltens der Last

Die Ergebnisse des Lasteinschwingverhaltens für beide Kompensationsblocklösungen sind in Abbildung 40 (Design 1 mit  $f_c = 3,2 \text{ kHz}$  und  $PM = 75,5^\circ$ ) und in Abbildung 41 (Design 2 mit  $f_c = 10,4 \text{ kHz}$  und  $PM = 59^\circ$ ) dargestellt. Man beachte, dass die Achsenskala beider Oszilloskop-Aufnahmen zur besseren Vergleichbarkeit gleich ist. Obwohl sich die Phasenspanne unterscheidet, stimmen die Ergebnisse mit denen aus der LTspice-Simulation in der vorherigen Abbildung 31 überein. Wie erwartet, wird eine schnellere Reaktion mit geringerem Über- und Unterschwingen sowie eine kürzere Einschwingzeit mit einer höheren Übergangsfrequenz und einer geringeren Phasenreserve der Leerlaufantwort erzielt (Design 2).

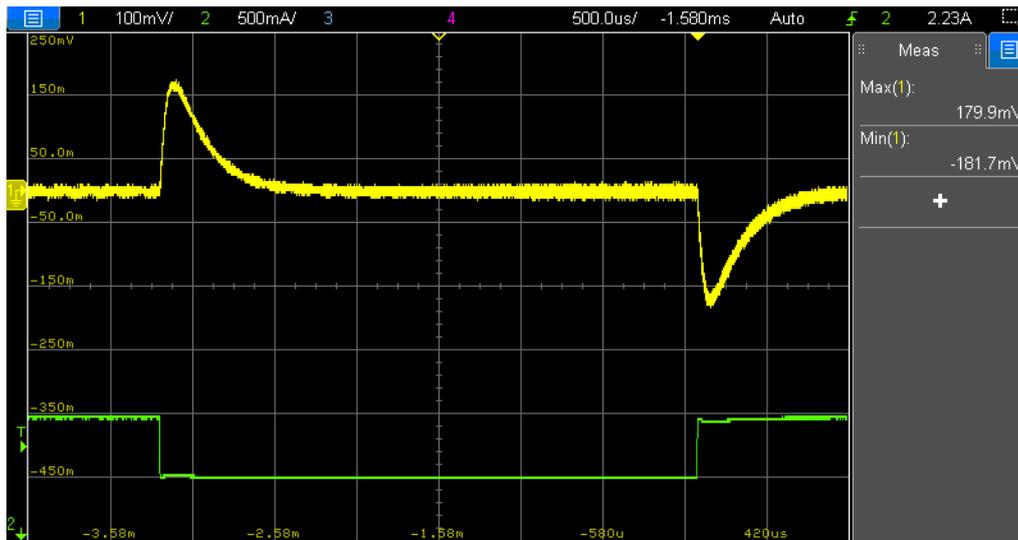


Abbildung 40: Einschwingverhalten der Last für Kompensationsblock Typ 1 ( $V_{in} = 36 \text{ V}$ ,  $f_c = 3,2 \text{ kHz}$ ,  $PM = 75,5^\circ$ ;  $I_{out} = 2 \text{ A}$  bis  $2,5 \text{ A}$  Stromstufe bei  $1 \text{ A}/\mu\text{s}$ )

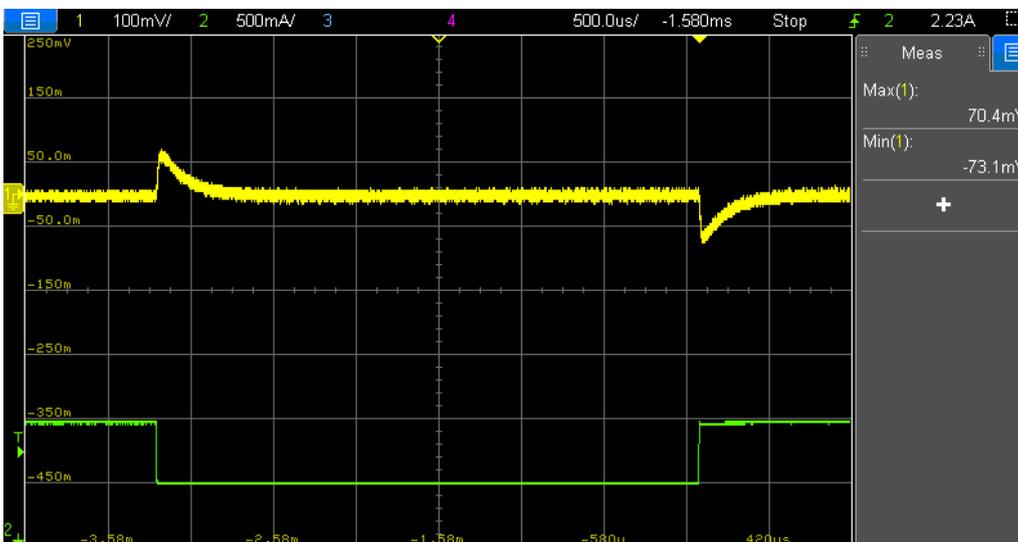


Abbildung 41: Einschwingverhalten der Last für Kompensationsblock Typ 2 ( $V_{in} = 36 \text{ V}$ ,  $f_c = 10,4 \text{ kHz}$ ,  $PM = 59^\circ$ ;  $I_{out} = 2 \text{ A}$  bis  $2,5 \text{ A}$  Stromstufe bei  $1 \text{ A}/\mu\text{s}$ )

# APPLICATION NOTE

## ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

### 10.5 Ergebnisse für die CTR-Variation

Die zuvor gezeigten Versuchsergebnisse wurden mit einem Optokoppler der Serie **WL-OCPT 817** aus BIN A und einer CTR von 0,7 bei den DC-Bias-Bedingungen von  $V_{ce} = 2,7\text{ V}$  und  $I_c = 0,46\text{ mA}$  erzielt. In Abschnitt 5.2 wurde festgestellt, dass die erwartete maximale CTR für ein solches Binning und DC-Bias 0,9 beträgt. Um die Auswirkungen der CTR-Variation zu beurteilen, wurde die Wandlerstabilität für beide Kompensationsblockentwürfe zusätzlich mit einem Optokoppler aus Bin B mit einer CTR von 0,9 bei den genannten DC-Bias-Bedingungen getestet.

In beiden Fällen ist zu beobachten, dass die höhere CTR erwartungsgemäß eine höhere Übergangsfrequenz im offenen Regelkreis verursacht, da sie die Verstärkung des Kompensationsblocks im mittleren Frequenzbereich erhöht. Da die Phasenkurve mit zunehmender Frequenz im unregulierten Bereich abfällt, verringert sich die Phasenreserve. Darüber hinaus sinkt die Polfrequenz des Optokopplers mit zunehmender CTR, wodurch die Phasenhebung des Kompensationsblocks verringert wird. Dies sind die Gründe, warum das höchste CTR in diesem speziellen Design den ungünstigsten Fall darstellt.

Obwohl diese Ergebnisse ein stabiles Design zeigen, würde ein Design des Kompensationsblocks unter Berücksichtigung der maximalen CTR von 0,9 anstelle von 0,71 wie in dieser Application Note (Mitte des CTR-Bereichs) eine höhere Phasenreserve für alle anderen Optokoppler innerhalb des gewählten Binnings gewährleisten.

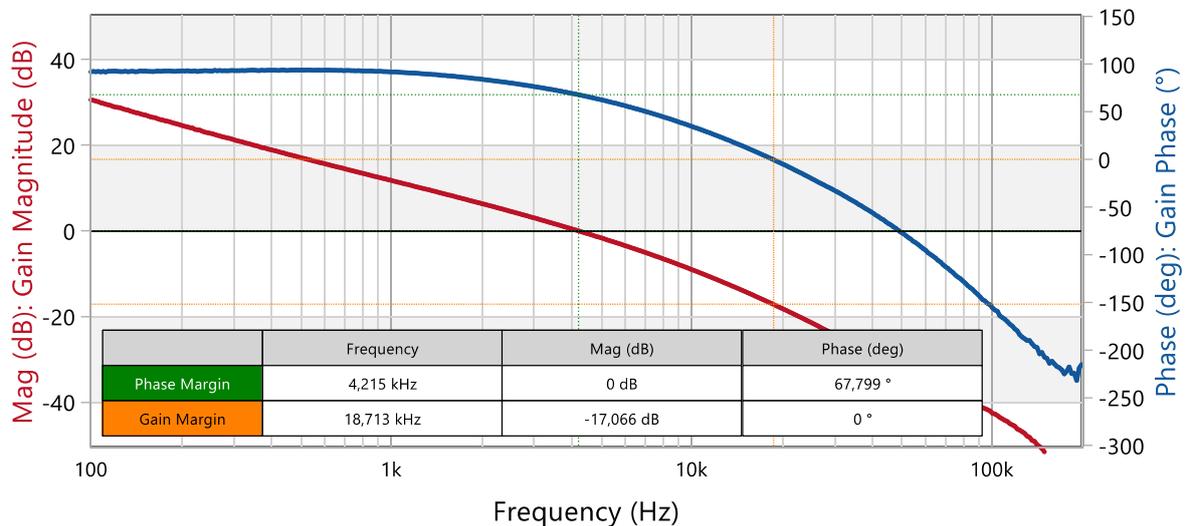


Abbildung 42. Messwerte für das Leerlauf-Einschwingverhalten des Kompensationsblocks Typ 1 (WL-OCPT mit CTR=0,9) ( $V_{in} = 36\text{ V}$ ,  $I_{out} = 2,5\text{ A}$ ) (Bode 100™)

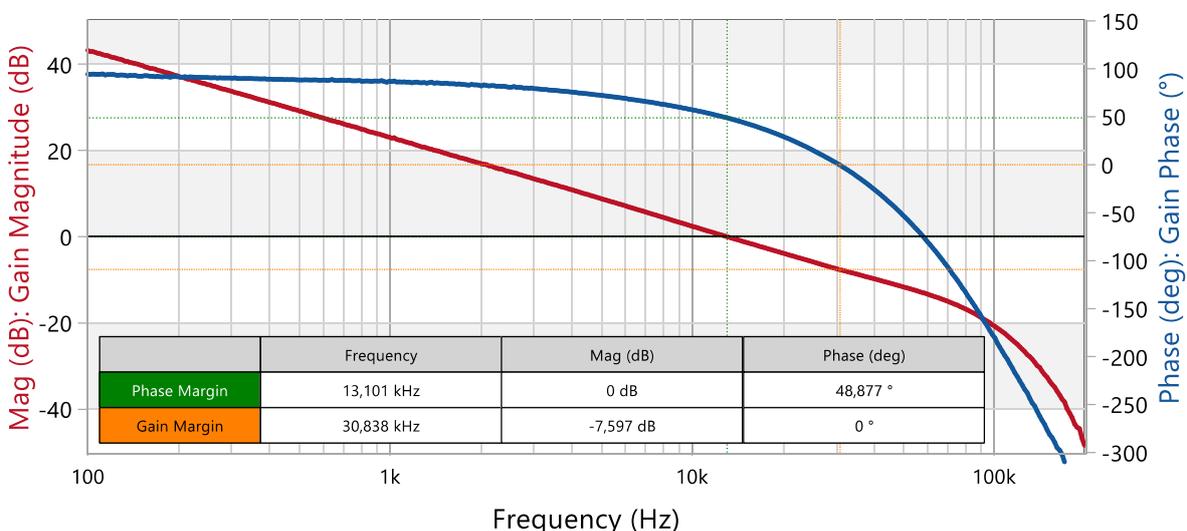


Abbildung 43. Messwerte für das Leerlauf-Einschwingverhalten des Kompensationsblocks Typ 2 (WL-OCPT mit CTR=0,9) ( $V_{in} = 36\text{ V}$ ,  $I_{out} = 2,5\text{ A}$ ) (Bode 100™)

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### 10.6 Testaufbau

Abbildung 44 zeigt den Testaufbau für die Frequenzgangmessung im Leerlauf (Open Loop Response). Zum Einsatz kam ein Bode100-Gerät™ mit B-WIT™ Überlagerungstransformator (injection transformer), beide von Omicron Lab. Eine Widerstandslast (4,7  $\Omega$ ) zieht 2,55 A Ausgangsstrom (Volllast). Man beachte, dass elektronische Lasten für diesen Test besser vermieden werden sollten.

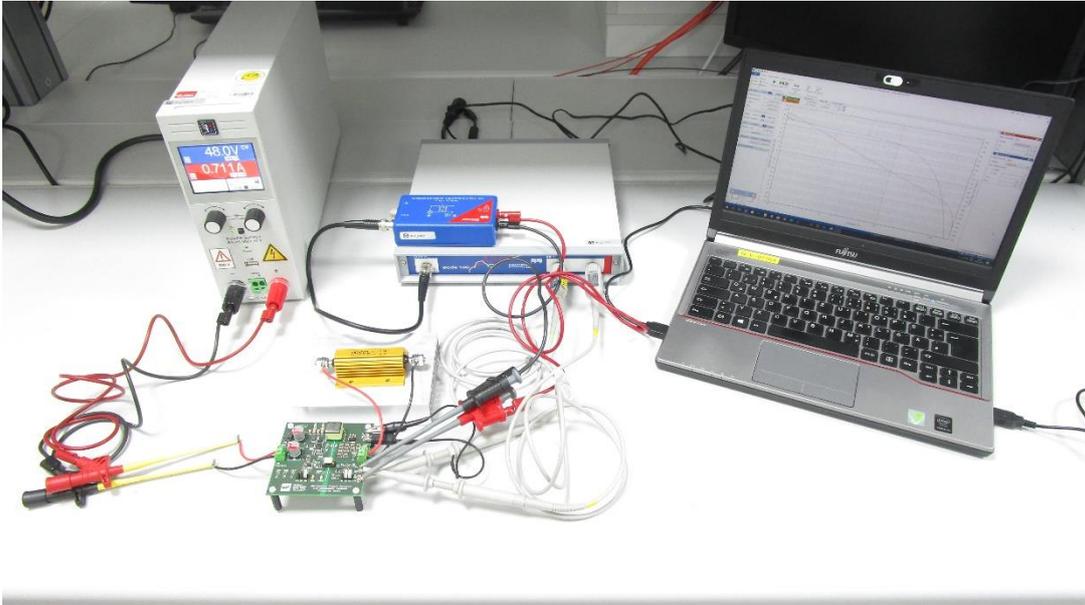


Abbildung 44: Testaufbau zur Messung der Übertragungsfunktion und des Frequenzgangs

Der Testaufbau in Abbildung 45 wurde für die Messung der Lasttransienten mit einem Laststromschritt von 2 A bis 2,5 A verwendet. Ein 6- $\Omega$ -Widerstand (2 x 3  $\Omega$  in Reihe, der im Aufbau verwendet wird) zieht einen konstanten Ausgangsstrom von 2 A. Über einen geschalteten MOSFET mit dynamischer Gate-Steuerung wird ein 25- $\Omega$ -Widerstand parallel zum 6  $\Omega$  geschaltet. Er zieht die zusätzlichen 0,5 A, die für den Laststromschritt erforderlich sind, mit dem gewünschten Anstieg und Abfall  $di/dt$  sowie Frequenz und Tastverhältnis.

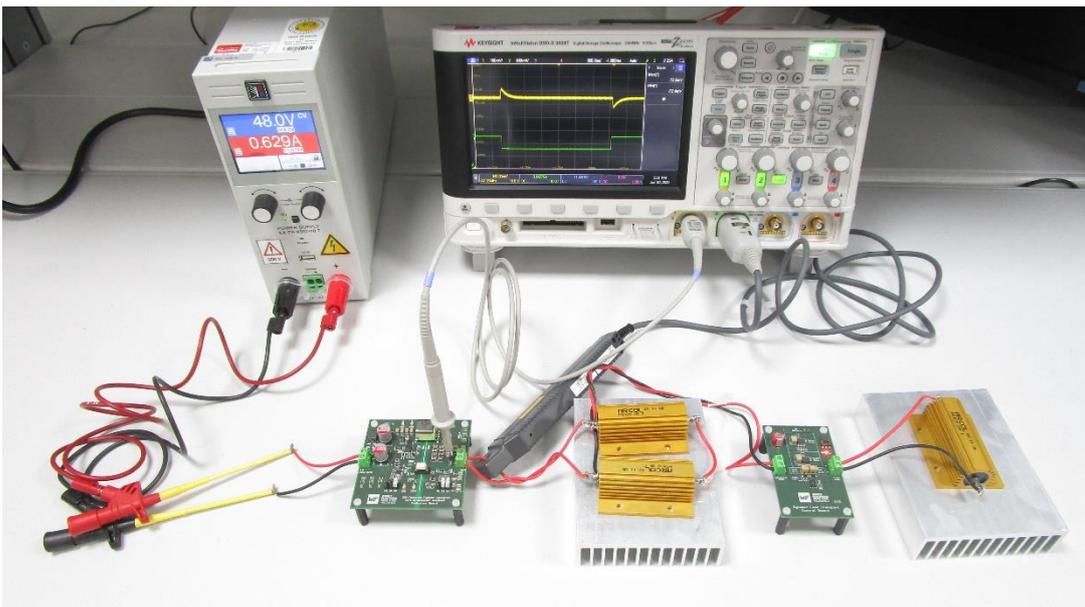


Abbildung 45: Testaufbau zur Messung des Einschwingverhaltens der Last

## **APPLICATION NOTE**

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### **011. ZUSAMMENFASSUNG UND SCHLUSSFOLGERUNG**

Optokoppler werden häufig dazu verwendet, um das Rückkopplungssignal über die Isolationsbarriere in isolierten Stromversorgungen zu übertragen. Der Optokoppler ist somit Teil des Kompensationsblocks und seine Parameter beeinflussen seine Übertragungsfunktion. Eine sehr beliebte Konfiguration des Kompensationsblocks verwendet einen TL431 mit dem Optokoppler, dessen minimaler CTR-Wert (Current-Transfer-Ratio) für ein korrektes DC-Bias-Design und dessen vollen CTR-Bereich zur Analyse der Systemleistung ermittelt werden müssen. Variationen in der CTR verschieben die Amplitudenkurve der Übertragungsfunktion des Kompensationsblocks nach oben oder unten, was zu einer anderen Grenzfrequenz und damit zu einer anderen Phasenreserve der Leerlauf-Übertragungsfunktion führt. Eine weitere wichtige Überlegung ist die parasitäre Kollektor-Emitter-Kapazität des Optokoppler-Fototransistors, die die Bandbreite des Optokopplers begrenzt. Diese parasitäre Kapazität wird typischerweise verwendet, um den Pol des Kompensationsblocks für Systeme mit einer niedrigeren Zielgrenzfrequenz wie Offline-AC/DC-Wandler einzustellen.

Bei höheren Grenzfrequenzen, wie zum Beispiel in dieser Application Note, kann die Begrenzung des Optokopplerpols durch Einbringen einer zusätzlichen Nullstelle und Pol in den Kompensationsblock beseitigt werden. In jedem Fall spielen die CTR und die Polfrequenz des Optokopplers eine Schlüsselrolle im Regelkreis und ihre Wert- und Toleranzschwankungen müssen im Entwurf berücksichtigt werden. Es wurden Verfahren zur Ermittlung des CTR-Bereichs sowie der Grenzfrequenz des Optokopplers vorgestellt und deren Auswirkungen im Regelkreis gezeigt. Neben der Hervorhebung der Rolle des Optokopplers im System veranschaulichte das behandelte Kompensationsblock-Design ein Schritt-für-Schritt-Vorgehensweise zur Stabilisierung eines stromgesteuerten Sperrwandlers, der im CCM betrieben wird.

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### A Anhang

##### A.1 Messung der CTR des Optokopplers WL-OCPT

Das Stromübertragungsverhältnis (CTR – Current Transfer Ratio) des Optokopplers kann auf unterschiedliche Weise und mit unterschiedlichen Messgeräten gemessen werden. Im Beispielaufbau in Abbildung 46 sind sowohl die Spannung  $V_{dd}$  als auch der Kollektor- oder Emitterwiderstandswert 'R' wie im Design eingestellt (in diesem Fall:  $R = R_c = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{dd} = 5 \text{ V}$ ). Der gleiche Widerstandswert wird auf der LED-Seite ausgewählt, und ein Signalgenerator wird dazu verwendet, ein sinusförmiges Signal mit niedriger Amplitude mit angepasstem DC-Offset auszugeben, um den erforderlichen LED-Bias-Strom bereitzustellen, der  $V_{ce}$  auf den Zielwert einstellt (in diesem Fall  $V_{ce} = 2,7 \text{ V}$  für Vollast, was  $V_2 = 2,3 \text{ V}$  ergibt). Mit einem Oszilloskop werden die Spannungen  $V_1$  und  $V_2$  abgetastet und die CTR direkt durch das Verhältnis der Mittelwerte für DC und der Spitze-Spitze-Werte für AC ermittelt, wie folgt:

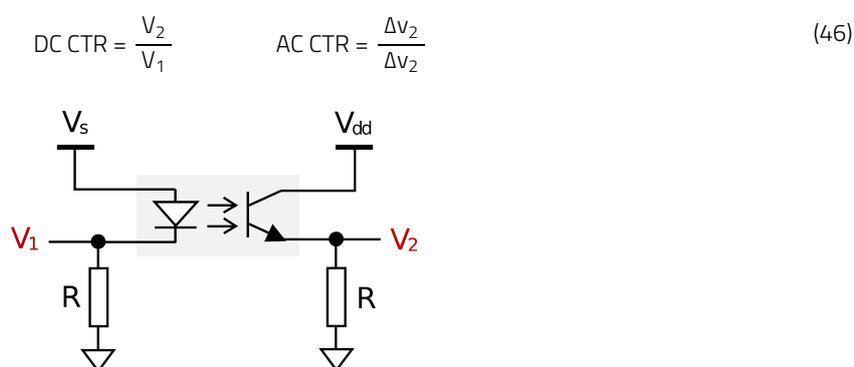


Abbildung 46: Beispiel-Testaufbau zur Messung der statischen und dynamischen CTR-Werte des Optokopplers WL-OCPT

##### A.2 Messung der Polfrequenz des Optokopplers WL-OCPT

Auch die Polfrequenz des Optokopplers kann mit verschiedenen Techniken gemessen werden. Abbildung 47 zeigt einen beispielhaften Messaufbau mit einem Vektor-Netzwerkanalysator (VNA) (z. B. Bode100) mit einem Überlagerungstransformator (z. B. B-WIT 100™ injection transformer). Die Aufbau-Überlegungen sind wie bei der obigen CTR-Messung, wobei die DC-Quelle  $V_s$  so angepasst wird, dass sie den LED-Bias-Strom bereitstellt, der zum Einstellen der Zielspannung  $V_{ce}$  erforderlich ist. Es ist zu beachten, dass die Spannungen  $V_1$  und  $V_2$  mit einem Oszilloskop bei niedriger Frequenz (mindestens ein Jahrzehnt niedriger als die Polfrequenz) überprüft werden sollten, um sicherzustellen, dass ihre Amplitude niedrig ist und nicht abgeschnitten oder verzerrt. Wenn dies der Fall ist, muss die Amplitude der eingespeisten Wechselspannung oder der Widerstand  $R_s$  (normalerweise zwischen  $10$  und  $100 \Omega$ ) reduziert werden. Ein typisches Messergebnis ist in der vorherigen Abbildung 24 dargestellt.

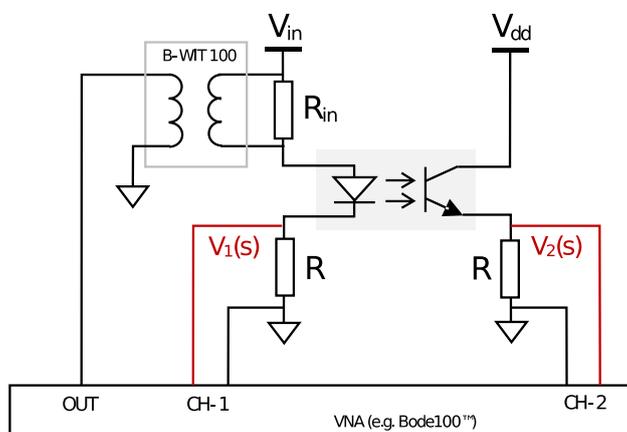


Abbildung 47: Beispiel-Testaufbau zur Messung der Polfrequenz des Optokopplers WL-OCPT mit einem Vektor-Netzwerkanalysator (VNA)

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### A.3 Literatur

- [1] C. Basso, *Transfer Functions of Switching Converters*, Faraday Press, 2021
- [2] C. Basso, *Switch-Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs*, Second Edition McGraw-Hill Professional, 2014
- [3] C. Basso, *Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies: A Tutorial Guide*, Artech House, 2012
- [4] D.Venable, "The K factor: a new mathematical tool for stability analysis and synthesis", *Proceedings from Powercon 10*, 1983, San Diego
- [5] R.W.Eriksson, D.Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, Second Edition, Springer, 2001
- [6] V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part 1: Continuous Conduction Mode", *Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, 1990.
- [7] V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part 2: Discontinuous Conduction Mode", *Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, 1990.
- [8] *WE-PoEH 7491195112* Datasheet, Würth Elektronik
- [9] *NCP12700* Datasheet, Onsemi
- [10] *TL431* Datasheet, Nexperia
- [11] *WL-OCPT 817* phototransistor optocoupler series Datasheet, Würth Elektronik
- [12] *AN0007: Understanding Phototransistor Optocouplers*, Application note, Würth Elektronik
- [13] *AN0006: Lifetime of Optocoupler*, Application note, Würth Elektronik

## APPLICATION NOTE

### ANP113 | Kompensation der Rückkopplungsschleife eines stromgesteuerten Sperrwandlers mit Optokoppler

#### WICHTIGER HINWEIS

Der Anwendungshinweis basiert auf unserem aktuellen Wissens- und Erfahrungsstand, dient als allgemeine Information und ist keine Zusicherung der Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG zur Eignung des Produktes für Kundenanwendungen. Der Anwendungshinweis kann ohne Bekanntgabe verändert werden. Dieses Dokument und Teile hiervon dürfen nicht ohne schriftliche Genehmigung vervielfältigt oder kopiert werden. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG und seine Partner- und Tochtergesellschaften (nachfolgend gemeinsam als „WE“ genannt) sind für eine anwendungsbezogene Unterstützung jeglicher Art nicht haftbar. Kunden sind berechtigt, die Unterstützung und Produktempfehlungen von WE für eigene Anwendungen und Entwürfe zu nutzen. Die Verantwortung für die Anwendbarkeit und die Verwendung von WE-Produkten in einem bestimmten Entwurf trägt in jedem Fall ausschließlich der Kunde. Aufgrund dieser Tatsache ist es Aufgabe des Kunden, erforderlichenfalls Untersuchungen anzustellen und zu entscheiden, ob das Gerät mit den in der Produktspezifikation beschriebenen spezifischen Produktmerkmalen für die jeweilige Kundenanwendung zulässig und geeignet ist oder nicht. Die technischen Daten sind im aktuellen Datenblatt zum Produkt angegeben. Aus diesem Grund muss der Kunde die Datenblätter verwenden und wird ausdrücklich auf die Tatsache hingewiesen, dass er dafür Sorge zu tragen hat, die Datenblätter auf Aktualität zu prüfen. Die aktuellen Datenblätter können von [www.we-online.com](http://www.we-online.com) heruntergeladen werden. Der Kunde muss produktspezifische Anmerkungen und Warnhinweise strikt beachten. WE behält sich das Recht vor, an seinen Produkten und Dienstleistungen Korrekturen, Modifikationen, Erweiterungen, Verbesserungen und sonstige Änderungen vorzunehmen. Lizenzen oder sonstige Rechte, gleich welcher Art, insbesondere an Patenten, Gebrauchsmustern, Marken, Urheber- oder sonstigen gewerblichen Schutzrechten

werden hierdurch weder eingeräumt noch ergibt sich hieraus eine entsprechende Pflicht, derartige Rechte einzuräumen. Durch Veröffentlichung von Informationen zu Produkten oder Dienstleistungen Dritter gewährt WE weder eine Lizenz zur Verwendung solcher Produkte oder Dienstleistungen noch eine Garantie oder Billigung derselben.

Die Verwendung von WE-Produkten in sicherheitskritischen oder solchen Anwendungen, bei denen aufgrund eines Produktausfalls sich schwere Personenschäden oder Todesfälle ergeben können, sind unzulässig. Des Weiteren sind WE-Produkte für den Einsatz in Bereichen wie Militärtechnik, Luft- und Raumfahrt, Nuklearsteuerung, Marine, Verkehrswesen (Steuerung von Kfz, Zügen oder Schiffen), Verkehrssignalanlagen, Katastrophenschutz, Medizintechnik, öffentlichen Informationsnetzwerken usw. weder ausgelegt noch vorgesehen. Der Kunde muss WE über die Absicht eines solchen Einsatzes vor Beginn der Planungsphase (Design-In-Phase) informieren. Bei Kundenanwendungen, die ein Höchstmaß an Sicherheit erfordern und die bei Fehlfunktionen oder Ausfall eines elektronischen Bauteils Leib und Leben gefährden können, muss der Kunde sicherstellen, dass er über das erforderliche Fachwissen zu sicherheitstechnischen und rechtlichen Auswirkungen seiner Anwendungen verfügt. Der Kunde bestätigt und erklärt sich damit einverstanden, dass er ungeachtet aller anwendungsbezogenen Informationen und Unterstützung, die ihm durch WE gewährt wird, die Gesamtverantwortung für alle rechtlichen, gesetzlichen und sicherheitsbezogenen Anforderungen im Zusammenhang mit seinen Produkten und der Verwendung von WE-Produkten in solchen sicherheitskritischen Anwendungen trägt. Der Kunde hält WE schad- und klaglos bei allen Schadensansprüchen, die durch derartige sicherheitskritische Kundenanwendungen entstanden sind.

#### NÜTZLICHE LINKS



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



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



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



Produkt Katalog  
[www.we-online.com/produkte](http://www.we-online.com/produkte)

#### KONTAKTINFORMATION



[appnotes@we-online.de](mailto:appnotes@we-online.de)  
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)