

APPLICATION NOTE

AN0007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern



Eleazar Falco

01. EINFÜHRUNG

Ein Optokoppler ist ein Bauelement, das ein elektrisches Signal durch optische Kopplung über zwei galvanisch getrennte Schaltkreise übertragen kann. Im Gegensatz zu Transformatoren oder Kondensatoren, die nur Wechselstromsignale über die Isolationsbarriere übertragen können, übertragen Optokoppler gleichermaßen Gleich- und Wechselstromsignale. Dies macht sie sehr beliebt für zahlreiche Anwendungen wie beispielsweise galvanisch getrennte Netzteile und Kommunikationsschnittstellen.

Für das Design einer funktionierenden, robusten und zuverlässigen Anwendung mit Optokopplern ist es unerlässlich, nicht nur die Hauptparameter und parasitären Elemente des Bauelements zu verstehen, sondern auch Toleranzen und die Abhängigkeit von Faktoren wie Temperatur oder Arbeitspunkt. In diesem Zusammenhang sind vor allem das Gleichstrom-Übertragungsverhältnis (engl. *Current Transfer Ratio*, CTR) und die parasitäre Ausgangskapazität des Optokopplers zu nennen, die den Betriebsfrequenzbereich und die Schaltleistung begrenzen.

Vor diesem Hintergrund behandelt die vorliegende Application Note die Grundlagen der Funktionsweise des **WL-OCPT-Optokopplers** mit Phototransistorausgang von Würth Elektronik, einschließlich seiner Parametercharakterisierung für eine gegebene Betriebsbedingung sowie wichtiger Konstruktionsüberlegungen.

02. AUFBAU UND BETRIEB DES BAUELEMENTS

Ein Phototransistor-Optokoppler besteht aus einem Infrarot-Lichtsender (IR-LED, Galliumarsenid (GaAs)) und einem Lichtdetektor (Phototransistor), die beide optisch gekoppelt und typischerweise in einem 4-Pin-Gehäuse gekapselt sind. Diese Baugruppe wird in verschiedenen mechanischen Abmessungen und Lötvarianten angeboten, um den unterschiedlichen Größen- und Isolationsanforderungen der Zielanwendungen gerecht zu werden. Bei der WL-OCPT-Serie wird eine koplanare Doppelpin-Struktur verwendet, bei der ein Metallrahmen aus Kupferlegierung und eine klare

Epoxidharzkuppel als optisches Medium zwischen der IR-LED und dem Phototransistor dienen (Abbildung 1). Ein solcher Aufbau bietet eine mechanisch robuste Isolationsbarriere bei sehr hohen Spannungswerten (z. B. 5 kV) unter gleichzeitiger Beibehaltung eines kompakten Kleinformats.

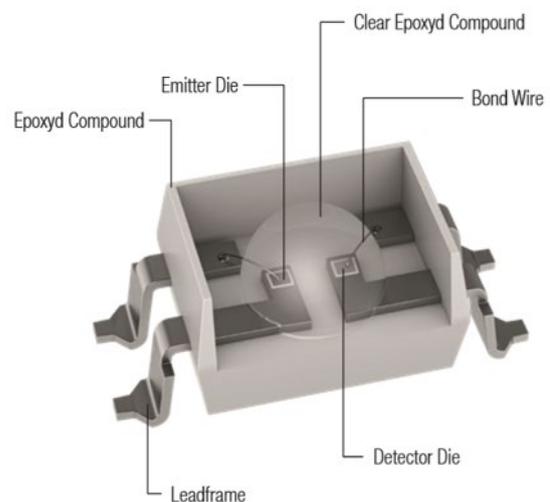


Abbildung 1: Aufbau des **WL-OCPT-Optokopplers**

Das Funktionsprinzip des Bauelements ist ganz einfach: Im Emitter findet eine Umwandlung von Strom in ein Lichtsignal statt, da die IR-LED Infrarotstrahlung (d. h. Photonen) mit einer Intensität aussendet, die proportional zum durchfließenden Strom ist. Diese Photonen durchqueren das optische Medium und erreichen nach Reflexion an der Innenfläche der Kuppel den lichtempfindlichen Basis-Kollektor-Bereich des Phototransistors. Hier findet eine Rückwandlung der Lichtenergie in Strom statt: Die Valenzelektronen des Phototransistors „absorbieren“ die Photonenenergie und „springen“ in das Leitungsband, wodurch – ähnlich wie bei einem herkömmlichen npn-Bipolartransistor – ein Strom zwischen Kollektor und Emitter erzeugt wird. Das Verhältnis zwischen dem Kollektorstrom des Phototransistors (I_C) und dem Strom der IR-LED (I_F) ist der wichtigste Parameter des Optokopplers: das Gleichstrom-Übertragungsverhältnis (CTR). Das elektrische Symbol eines Phototransistor-Optokopplers ist in Abbildung 2 dargestellt.

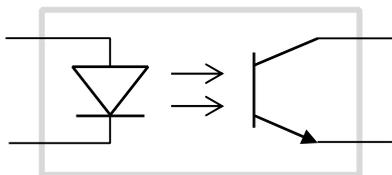


Abbildung 2: Elektrisches Symbol eines Phototransistor-Optokopplers

03. DAS GLEICHSTROM-ÜBERTRAGungsverhältnis (CTR)

3.1 Was ist CTR?

CTR ist der Stromverstärkungsparameter des Optokopplers, ausgedrückt als Verhältnis von Kollektorstrom (I_C) zu LED-Strom (I_F):

$$CTR = \frac{I_C}{I_F} \quad (1)$$

Es ist zu beachten, dass Gleichung (1) gültig ist, wenn der Phototransistor innerhalb seines aktiven Betriebsbereichs vorgespannt ist (siehe Abschnitt 07). In Analogie dazu entspricht das CTR dem statischen „Hfe“- oder β -Parameter (Beta) eines Bipolartransistors, während der LED-Strom dessen Basisstrom entsprechen würde. In funktionaler Hinsicht kann der Optokoppler daher als ein npn-Bipolartransistor mit „isolierter Basis“ betrachtet werden. Beachten Sie außerdem, dass das CTR üblicherweise wie folgt als Prozentsatz (%) ausgedrückt wird:

$$CTR(\%) = \frac{I_C}{I_F} \cdot 100 \quad (2)$$

Zu den größten Herausforderungen bei der Konstruktion von Optokopplern gehören die große Toleranz und die Schwankungen seines CTR-Werts, die durch verschiedene, im Folgenden erläuterte Faktoren verursacht werden.

3.2 CTR-Produktionstoleranz und Geräte-Binning

Die Beschränkungen, denen die Halbleiterfertigerungsverfahren unterliegen, erschweren die Herstellung von Bauteilen mit identischen Eigenschaften und Parameterwerten. IR-LEDs werden auf Wafern mit GaAs-Substrat gezüchtet, bei denen das Erzielen einer vollkommen einheitlichen Halbleiterdotierung und Schichtdicke eine Herausforderung darstellt. Dies führt bei jedem LED-Bauelement auf dem Wafer zu unterschiedlichen Wirkungsgraden bei der Strom-Licht-Wandlung (d. h. die Lichtenergie, die von jeder LED bei einem bestimmten Strompegel abgegeben wird, ist unterschiedlich). Ähnliche Einschränkungen gelten für den Phototransistor, was zu Bauelementen mit unterschiedlicher

Lichtempfindlichkeit führt (d. h. sie erzeugen bei identischer erhaltener Lichtenergie unterschiedliche Kollektorströme). Diese beiden Faktoren wirken sich direkt auf die CTR-Toleranz bei der Produktion aus, aber sie sind nicht die einzigen. So tragen beispielsweise auch Schwankungen bei den Durchlässigkeits- und Reflexionsparametern der klaren Epoxidharzkuppel, die die LED und den Phototransistor optisch miteinander verbindet, zur Erhöhung der CTR-Produktionstoleranz des Bauteils bei.

Da eine zu große Toleranz bei den meisten Designs nicht praktikabel ist, wird das CTR jedes Optokopplers in der Produktion bei einem festgelegten DC-Arbeitspunkt gemessen und das Bauteil auf Grundlage des gemessenen Wertes im Rahmen eines Binnings klassifiziert. Jedes Binning garantiert einen CTR-Mindest- und -Höchstwert unter den angegebenen Testbedingungen und wird mit einem Zusatzbuchstaben angegeben, wie in Tabelle 1 für die **WL-OCPT 816-Serie** gezeigt. Zwar wird hierdurch der anfängliche, beim Design zu berücksichtigende Toleranzbereich reduziert, doch hängt das CTR auch von Betriebsbedingungen wie der Gleichstromvorspannung und der Temperatur ab, und diese Schwankungen müssen ebenfalls berücksichtigt werden.

CTR-Binning: WL-OCPT-Serien 816 und 817				
Prüfbedingungen	Binning	Min.	Max.	Einheit
$I_F = 5 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5 \text{ V}$ $T = 25 \text{ °C}$	Keine	50	600	%
	A	80	160	%
	B	130	260	%
	C	200	400	%
	D	300	600	%

Tabelle 1: Beispiel für Optokoppler-Binning auf Basis vom CTR (Baureihe WL-OCPT **816/817**)

3.3 Durch den LED-Strom bedingte Schwankung des CTR

Der CTR-Bereich innerhalb eines Binnings ist nur für einen gegebenen LED-Strom (I_F) und eine gegebene Kollektor-Emitter-Spannung (V_{CE}) gültig. Bei der WL-OCPT-Serie sind dies 5 mA bzw. 5 V. Bei einem anderen LED-Strom wäre der resultierende CTR-Bereich anders, wie in Abbildung 3 zu sehen ist: Hier ist das absolute CTR als Funktion des LED-Stroms eines Musterteils aus jedem Binning dargestellt, erhalten bei einer konstanten V_{CE} von 5 V. Es ist zu erkennen, wie das CTR mit dem LED-Strom bis zu einem bestimmten Punkt ansteigt, oberhalb dessen sich das Verhalten umkehrt, also ein weiterer Anstieg des LED-Stroms eine Abnahme des

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

CTR bewirkt. Dies ist auf die nichtlineare Effizienz der Strom-Licht-Wandlung der LED in Verbindung mit der Schwankung bei der Phototransistorverstärkung zurückzuführen. Es ist festzustellen, dass für $I_F = 5 \text{ mA}$ das CTR jedes Bauelements erwartungsgemäß innerhalb des Bereichs des entsprechenden Binnings liegt.

Wenn der Phototransistor in den Sättigungsbereich eintritt, ändern sich auch der CTR-Wert und die Kennlinie, wie in Abbildung 4 für $V_{CE} = 0,4 \text{ V}$ gezeigt: Das CTR ist niedriger, und die Kennlinie erreicht ihren Höhepunkt bei einem niedrigeren LED-Strom.

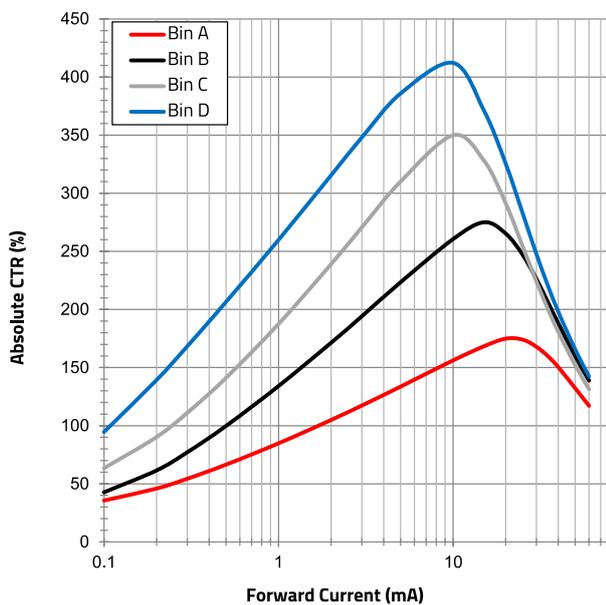


Abbildung 3: Absolute CTR bezogen auf I_F (bei $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $T = 25 \text{ °C}$; [WL-OCPT 817](#))

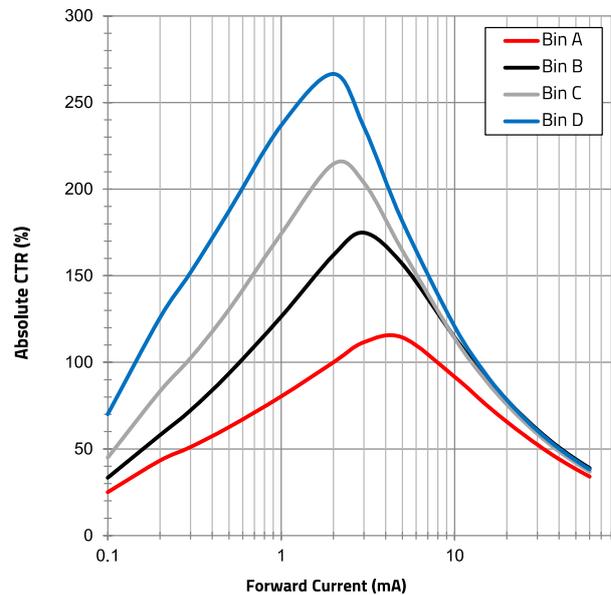


Abbildung 4: Absolute CTR bezogen auf I_F (bei $V_{CE} = 0,4 \text{ V}$, $T = 25 \text{ °C}$; [WL-OCPT 817](#))

Beachten Sie, dass die Kennlinien in Abbildung 3 und Abbildung 4 nur einem einzigen Musterteil aus jedem Binning entsprechen. Kennlinien für das relative CTR sind auch auf dem Datenblatt der WL-OCPT-Serie angegeben, wobei das CTR auf den für $I_F = 5 \text{ mA}$ gemessenen Wert normiert ist. Abbildung 5 zeigt, dass bei einem LED-Strom von unter 10 mA und bei Betrieb des Phototransistors im aktiven Bereich ($V_{CE} = 5 \text{ V}$) alle normierten Kennlinien unabhängig vom Binning sehr nahe beieinander liegen. Da sich die relative CTR-Kennlinie eines Binnings in diesem Bereich praktisch nicht mit dem absoluten CTR-Wert ändert, kann sie wie folgt verwendet werden, um das absolute CTR eines beliebigen Bauelements innerhalb des Binnings zu schätzen:

$$CTR_{IF} \approx CTR_{relIF} \cdot CTR_{5 \text{ mA}} \quad (3)$$

Es ist zu beachten, dass die relativen Kennlinien oberhalb von 10 mA eine stärkere Abweichung vom absoluten CTR-Wert aufweisen, sodass Gleichung (3) in jenem Bereich weniger genau ist. Wenn der Phototransistor in Sättigung arbeitet (Abbildung 6), ist die Kurvencharakteristik in gewisser Weise invertiert, und Gleichung (3) ist nur oberhalb von ca. 5 mA genau.

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

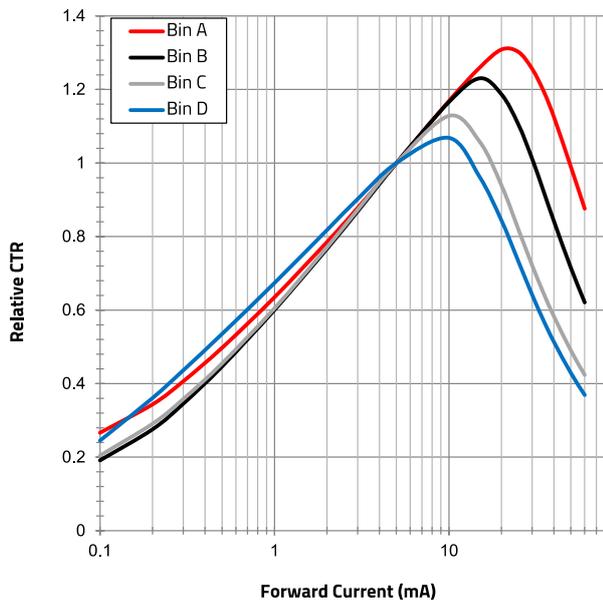


Abbildung 5: Relative CTR bezogen auf I_F (bei $V_{CE} = 5\text{ V}$, $T = 25\text{ °C}$; WL-OCPT 817)

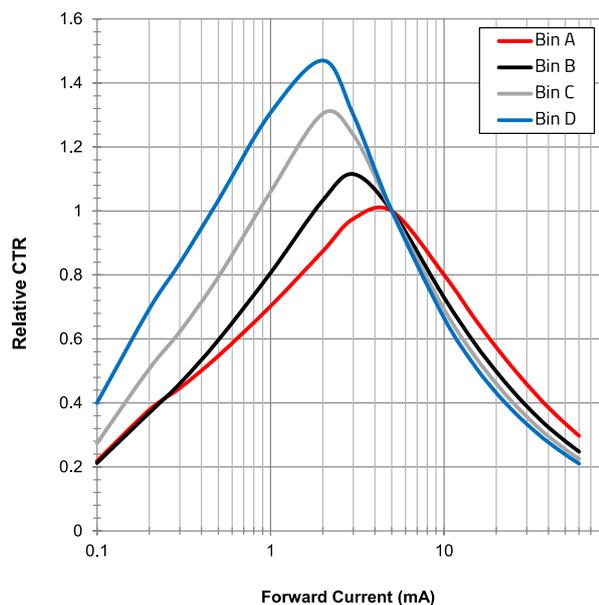


Abbildung 6: Relative CTR bezogen auf I_F (bei $V_{CE} = 0,4\text{ V}$, $T = 25\text{ °C}$; WL-OCPT 817)

3.4 Temperaturbedingte Schwankung des CTR

Die Betriebstemperatur des Optokopplers beeinflusst sowohl den Wirkungsgrad der LED-Emission als auch die Effizienz der Licht-Strom-Umwandlung des Phototransistors und wirkt sich insofern in nicht-linearer Weise auf das CTR des Optokopplers aus – die in Abbildung 7 gezeigten Kennlinien zum relativen CTR belegen dies. Beide Kennlinien gelten für alle Binnings und für einen LED-Strom bei 5 mA. Beachten Sie, dass hier die Temperatur der Betriebsumgebung

berücksichtigt wird, zu der die Sperrschichttemperatur des Bauelements direkt proportional ist.

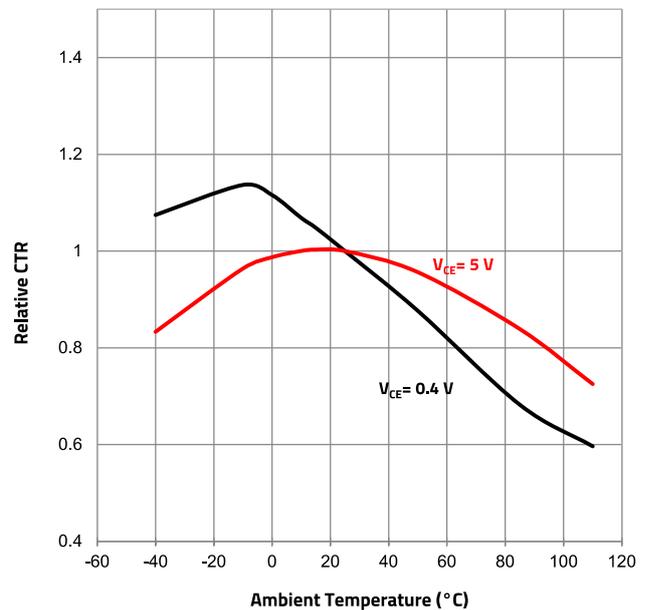


Abbildung 7: CTR bezogen auf Temperatur (bei $I_F = 5\text{ mA}$)

3.5 Messen des CTR

Das Messen des CTR für die spezifischen DC-Vorspannungsbedingungen der Anwendung ist einfach, wenn die Ströme auf der Grundlage von Gleichung (1) gemessen werden. Dies gilt auch für den empfohlenen Aufbau in Abbildung 8, bei dem nur Spannungsfühler verwendet werden. Hier wird eine typische Kollektorkonfiguration verwendet. Sowohl der Ausgangswiderstand R_2 als auch die Vorspannung V_{dd} werden wie in der Endanwendungsschaltung festgelegt, in der der Optokoppler verwendet wird, und für den LED-Widerstand R_1 wird derselbe Wert wie für R_2 gewählt. Anschließend wird die Eingangsgleichspannung (V_s) erhöht, bis die Kollektor-Emitter-Spannung (V_{CE}) den Zielwert erreicht. Das CTR bei dieser Gleichstrom-Vorspannungsbedingung ergibt sich dann wie folgt:

$$CTR = \frac{V_2}{V_1} \quad (4)$$

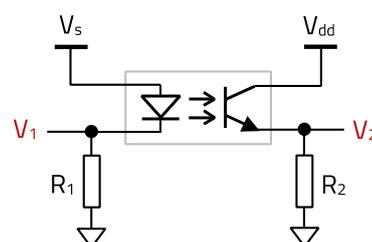


Abbildung 8: Empfohlener Aufbau für die CTR-Messung

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

3.6 Beispiel: Schätzung des CTR-Bereichs

Damit die Funktionalität der Schaltung gewährleistet ist, muss der ungünstigste CTR-Bereich des Bauelements unter Berücksichtigung sämtlicher Betriebsbedingungen geschätzt werden.

Ein geeigneter konservativer Ansatz hierfür ist die Verwendung von Optokoppler-Musterteilen mit einem CTR, das geringfügig über bzw. unter den Grenzwerten für das gewählte Binning liegt. Wenn beispielsweise Bin B (1,3 (130 %) < CTR < 2,6 (260 %)) ausgewählt wurde, kann ein Musterteil aus Bin A mit einem CTR um 1,3 oder etwas niedriger und ein Musterteil aus Bin C mit einem CTR um 2,6 oder geringfügig höher verwendet werden. Bei den beiden obigen Musterteilen können das maximale und minimale CTR unter den spezifischen Betriebsbedingungen für das Design direkt gemessen werden. Beachten Sie, dass sich manche CTR-Werte zwischen den Binnings geringfügig überschneiden, wie in der obigen Tabelle 1 gezeigt. So könnte etwa ein Bauelement mit einem CTR von 2,2 unterschiedslos Bin B oder Bin C zugeordnet werden.

Alternativ zum obigen Ansatz können bei einer Kollektor-Emitter-Spannung von etwa 5 V die Kennlinien für die relative CTR auf dem WL-OCPT-Datenblatt direkt genutzt werden.

Betrachten wir exemplarisch das Bauelement WL-OCPT [140816141310](#) (Bin C) und die folgende Designspezifikation:

- $I_F = 2 \text{ mA}$
- $V_{CE} = 5 \text{ V}$
- $T = -20 \text{ to } +80^\circ\text{C}$

Für Bin C mit $I_F = 5 \text{ mA}$ beträgt der CTR-Bereich gemäß Tabelle 1 200 bis 400 % (d. h. 2 bis 4).

Die normalisierte Kennlinie zeigt, dass das CTR für $I_F = 2 \text{ mA}$ mit dem Faktor $K_{CTR_{2\text{mA}}} = 0,76$ multipliziert werden muss (Abbildung 9).

Auch die auf $T = 25^\circ\text{C}$ normierte Temperaturkurve zeigt für den betrachteten Temperaturbereich (Abbildung 10) im ungünstigsten Fall einen minimalen Skalierungsfaktor $K_{t_{\text{min}}} = 0,85$ sowie einen maximalen Skalierungsfaktor $K_{t_{\text{max}}} = 1$.

Die folgenden Ausdrücke werden zur Berechnung der CTR-Grenzwerte verwendet:

$$CTR_{\text{max}_{2\text{mA}}} = CTR_{\text{max}_{5\text{mA}}} \cdot K_{CTR_{2\text{mA}}} \cdot K_{t_{\text{max}}} \quad (5)$$

$$CTR_{\text{min}_{2\text{mA}}} = CTR_{\text{min}_{5\text{mA}}} \cdot K_{CTR_{2\text{mA}}} \cdot K_{t_{\text{min}}} \quad (6)$$

Ersetzt man die Werte, erhält man folgendes Ergebnis:

$$CTR_{\text{max}_{2\text{mA}}} = 400 \cdot 0,76 \cdot 1 = 304 \%$$

$$CTR_{\text{min}_{2\text{mA}}} = 200 \cdot 0,76 \cdot 0,85 = 129 \%$$

Dieses Verfahren kann auch für andere Kollektor-Emitter-Spannungen angewandt werden, solange der Phototransistor innerhalb des aktiven Bereichs vorgespannt ist und der LED-Strom unter 10 mA liegt, da das CTR unter diesen Bedingungen nur geringfügig von Änderungen der V_{CE} abhängt.

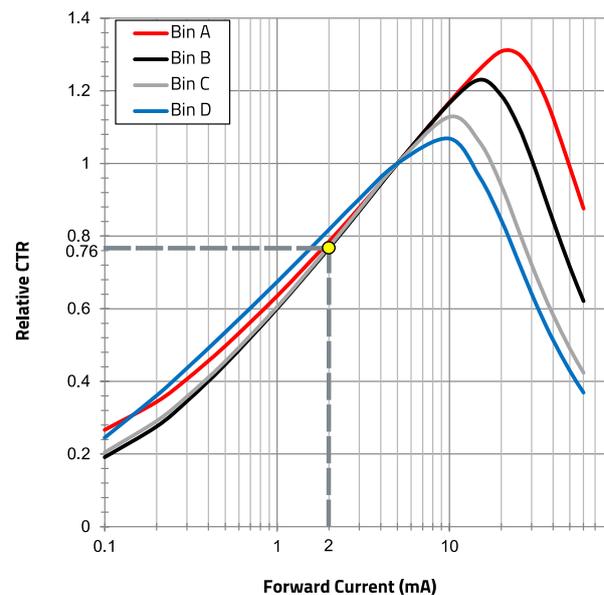


Abbildung 9: Relativer CTR-Faktor für $I_F = 2 \text{ mA}$ (bei $T = 25^\circ\text{C}$)

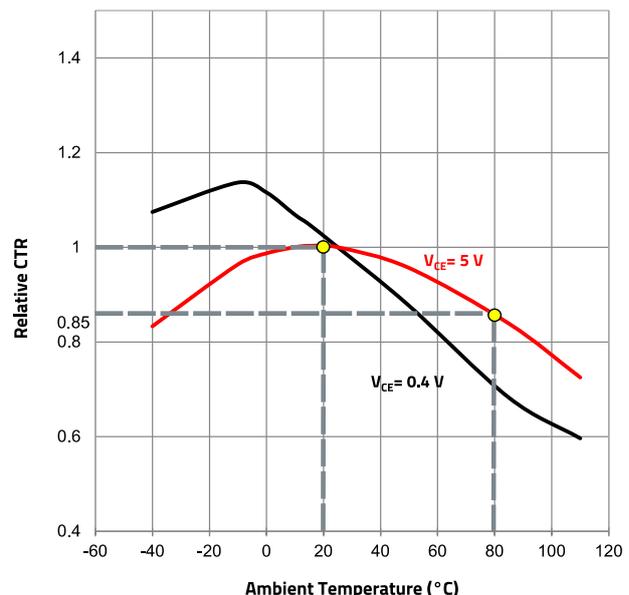


Abbildung 10: Maximales und minimales relatives CTR im Bereich von -20°C bis $+80^\circ\text{C}$ ($I_F = 5 \text{ mA}$)

3.7 Das Wechselstrom- oder Kleinsignal-CTR

Bislang haben wir in diesem Dokument nur das Gleichstrom- oder statische CTR betrachtet. Wird dem LED-Gleichstrom

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

nach der Gleichstromvorspannung des Optokopplers, wie in Abbildung 8 gezeigt, ein niederfrequenter Sinusstrom (z. B. 100 Hz) mit kleiner Amplitude überlagert, so wird auch dieser mit einer bestimmten Verstärkung oder Dämpfung an den Ausgang übertragen. Wenn für die beiden Widerstände R_1 und R_2 für die Messung wieder derselbe Wert gewählt wird, ergibt sich das Kleinsignal-CTR des Bauelements in diesem Gleichstromarbeitspunkt gemäß Gleichung (7), wobei ΔV_1 und ΔV_2 die Spitze-Spitze-Amplituden der Sinusspannungen an R_1 bzw. R_2 sind:

$$AC-CTR = \frac{\Delta V_2}{\Delta V_1} \quad (7)$$

Abbildung 11 zeigt die Messergebnisse für ein WL-OCPT 817-Musterbauelement aus Bin A, gleichstromvorspannt bei $I_F = 3 \text{ mA}$ und $V_{CE} = 5 \text{ V}$ mit $R_F = R_C = 1 \text{ k}\Omega$. Beachten Sie, dass mit diesen Werten und auf der Grundlage der obigen Abbildung 8 die in Abbildung 11 gemessenen „V“-Einheiten für „mA“ und „mV“ für „ μA “ stehen. Wir beobachten $I_C = 2,89 \text{ mA}$, was das Gleichstrom-CTR von 0,96 zum Ergebnis hat, während das Kleinsignal-CTR bei etwa 1,23 ($230 \mu\text{A}/187 \mu\text{A}$) höher ist.

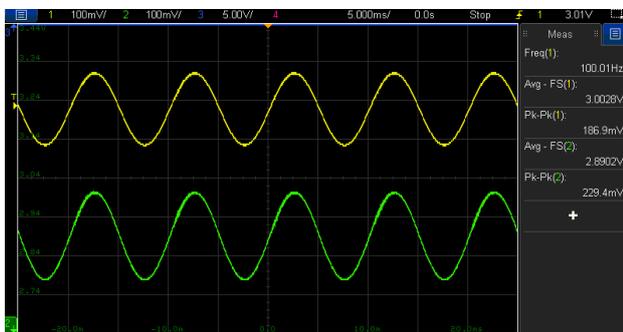


Abbildung 11: Ergebnisse bei $V_{CE} = 5 \text{ V}$ für WL-OCPT 817, Bin A (V_{R1} , V_{R2})

Der Unterschied zwischen den Gleichstrom- und Wechselstrom-CTR-Werten ist hauptsächlich auf den schnellen Einbruch des CTR bei sehr kleinen LED-Strömen zurückzuführen. Abbildung 12 zeigt den Kollektorstrom als Funktion des LED-Stroms für $V_{CE} = 5 \text{ V}$. Hier gibt jeder Punkt der Kennlinie das Gleichstrom-CTR als Verhältnis $I_C:I_F$ am betreffenden Punkt an, während das Wechselstrom-CTR der Steigung der Kurve an diesem Punkt entspricht (d. h. dI_C/dI_F). Wäre die Kurve exakt linear mit einer konstanten Steigung vom Ursprung an (also auch bei sehr niedrigen LED-Strömen), dann wären das Kleinsignal- und die Gleichstrom-CTR an jedem beliebigen Punkt identisch. Noch mehr Informationen sind Abbildung 13 zu entnehmen, das Gleichstrom- und Wechselstrom-CTR als Funktion des LED-Stroms für dasselbe Bauelement zeigt. Zwar scheinen in diesem

Diagramm das AC- und DC-CTR oberhalb von 1,5 mA mit einer Proportionalitätskonstante verbunden zu sein, doch ist dies nicht immer der Fall, und die Beziehung über den gesamten Strombereich kann variieren, z. B. wenn sich der DC-Arbeitspunkt dem Sättigungsbereich nähert. Dies kann in Abbildung 14 beobachtet werden. Die Abbildung zeigt Ergebnisse für ein Bauelement aus Bin D, das mit $V_{CE} = 2,5 \text{ V}$ vorgespannt ist.

Wenn der Optokoppler zur Übertragung eines Signals verwendet wird, das sowohl Gleichstrom- als auch Wechselstromkomponenten hat, wie z. B. in Abbildung 11 zu sehen oder in einigen Schaltanwendungen, dann sollten die beiden CTR-Werte entsprechend für die Berechnungen verwendet werden.

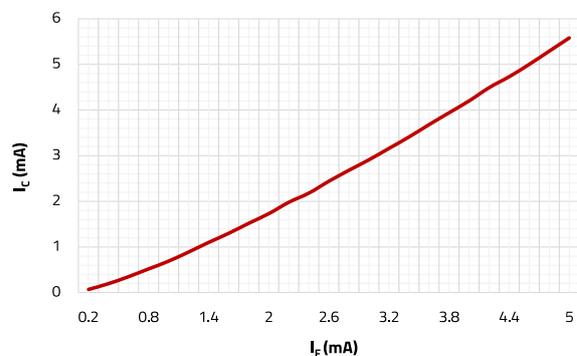


Abbildung 12: I_C bezogen auf I_F bei $V_{CE} = 5 \text{ V}$ für WL-OCPT 817, Bin A

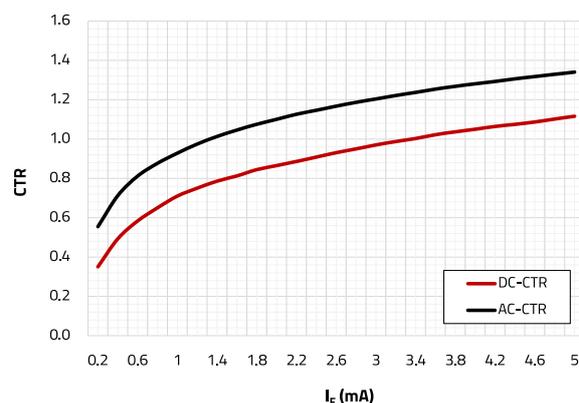


Abbildung 13: AC- und DC-CTR bei $V_{CE} = 5 \text{ V}$ für WL-OCPT 817, Bin A

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

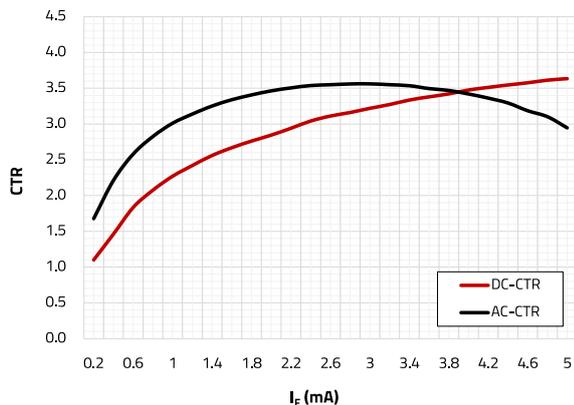


Abbildung 14: AC- und DC-CTR bei $V_{CE} = 2,5 V$ für WL-OCPT 817, Bin D

04. FREQUENZGANG UND BANDBREITE

4.1 Parasitäre Kapazität und Eckfrequenz

Im vorherigen Abschnitt wurde das Kleinsignal-CTR bei einer niedrigen Frequenz gemessen. Wird die Frequenz jedoch stetig erhöht, so wird ein Punkt erreicht, oberhalb dessen das Sinussignal am Ausgang (d. h. auf der Seite des Phototransistors) gedämpft und phasenverschoben wird.

Der Grund hierfür ist die parasitäre Gesamtkapazität zwischen dem Kollektor- und dem Emitteranschluss des Phototransistors (C_{opto}), die hauptsächlich durch die Basis-Kollektor-Kapazität des Bauelements beeinflusst wird. Diese Kapazität bildet zusammen mit dem Ausgangsvorspannungswiderstand R_C ein Tiefpassfilter, das die Bandbreite des Optokopplers begrenzt. Dies wird in der Regeltechnik auch als „Pol“ bezeichnet und ist ein wesentlicher Konstruktionsfaktor für Anwendungen wie getrennte Kommunikationsschnittstellen und die Kompensation von Rückkopplungsschleifen bei galvanisch getrennten Netzteilen. Unabhängig davon, ob der Optokoppler in einer Emitter- oder einer Kollektorschaltung vorgespannt ist, ist die AC-Ersatzschaltung für Kleinsignale dieselbe wie in Abbildung 15.

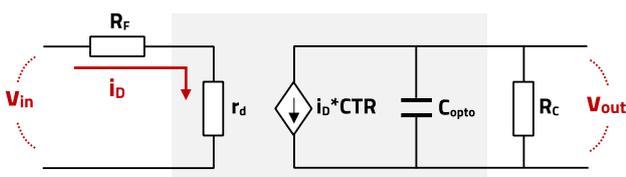


Abbildung 15: Optokoppler-AC-Ersatzschaltung für Kleinsignale

In diesem Optokoppler-AC-Modell wird die IR-LED durch ihren dynamischen Widerstand r_d ersetzt, der bei ausreichend hohen LED-Strömen (weit oberhalb des Knies ihrer I-U-Kurve) in der Regel deutlich niedriger als R_F ist. Der Phototransistor

wird als abhängige Stromquelle modelliert, deren Wert durch das Wechselstrom-CTR des Optokopplers und den LED-Strom bestimmt wird. Bei der AC-Analyse wird C_{opto} parallel zu R_C geschaltet.

Die Eingangs-Ausgangs-Übertragungsfunktion wird durch Analyse dieser Schaltung im s-Bereich ermittelt (Laplace-Transformationsanalyse). Vereinfacht man für $R_F \gg R_d$, so erhält man:

$$G_{opto}(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \left[\frac{CTR_{AC} \cdot R_C}{R_F} \right] \cdot \left[\frac{1}{1 + sR_C C_{opto}} \right] \quad (8)$$

Dieses Ergebnis hat die Struktur eines typischen Systems erster Ordnung oder eines Einpolsystems (entsprechend Gleichung (8)) mit einer Niederfrequenzverstärkung G_0 , die von dem Optokoppler-Kleinsignal-CTR und von den Eingangs- und Ausgangsvorspannungswiderständen abhängt, sowie eine Eckfrequenz f_{opto} , die durch C_{opto} und R_C bestimmt ist. Wenn nun $R_F = R_C$ gilt, dann entspricht G_0 direkt dem Wechselstrom-CTR des Bauelements.

$$G_{opto}(j2\pi f) = G_0 \cdot \left[\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{opto}}} \right] \quad (9)$$

$$G_0 = \frac{CTR_{AC} \cdot R_C}{R_F} \quad (10)$$

$$f_{opto} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_C \cdot C_{opto}} \quad (11)$$

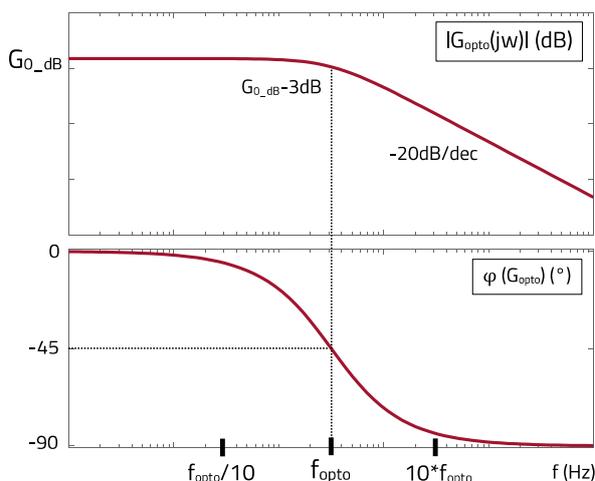


Abbildung 16: I/O-Frequenzgang des Optokopplers

Das Bode-Diagramm mit Betrag und Phase bezogen auf die Frequenz der Gleichung (9) ist in Abbildung 16 dargestellt. Man beachte, dass sich die Phase eine Dekade vor f_{opto} zu ändern beginnt. Zu diesem Zeitpunkt ist die Amplitude bereits

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

auf 70 % (-3 dB) ihres anfänglichen niederfrequenten Wertes gedämpft worden.

Abbildung 17 zeigt, wie die Eckfrequenz des Optokopplers theoretisch abnimmt, wenn der Wert des Lastwiderstands steigt. Ein niedrigerer R_C -Wert führt zu einem höheren Wert für f_{opto} und einer größeren Bandbreite, jedoch auf Kosten eines höheren Kollektorstroms, der eine höhere Verlustleistung zur Folge hat.

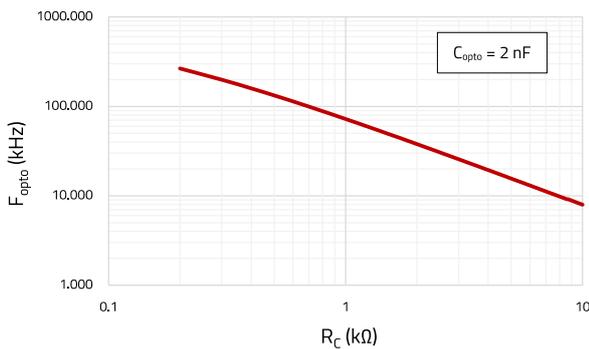


Abbildung 17: Optokoppler-Polfrequenz bezogen auf Lastwiderstand (R_C)

4.2 Messen des Optokoppler-Frequenzgangs

Ein präzises Verfahren zur Charakterisierung des Frequenzgangs von Optokopplern ist die Verwendung eines VNA (Vector Network Analyzer) in Kombination mit einem DC-Bias-Injector oder einem Einfügeübertrager, wie in Abbildung 18 gezeigt. Das über den Übertrager eingespeiste AC-Sweep-Signal erscheint als Wechselspannung am Widerstand R_{in} , der typischerweise zwischen 10 Ω und 100 Ω gewählt wird. Die an R_F und R_C resultierenden Wechselspannungen werden dann gemessen. Für die in diesem Dokument gezeigten Messungen wurden der Bode100™ und der B-WIT-100™-Einfügeübertrager (beide von Omicron Lab) verwendet.

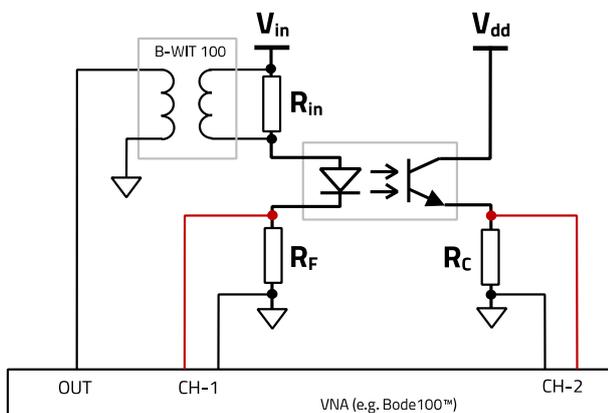
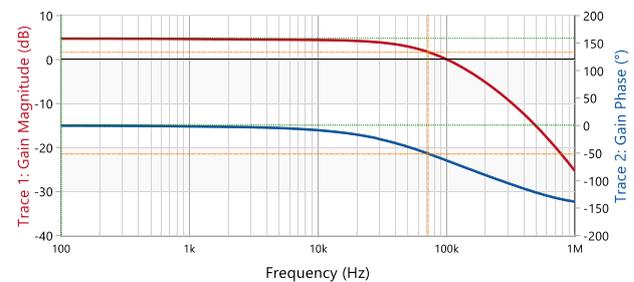


Abbildung 18: Messaufbau Optokoppler-Frequenzgang (VNA)

Es ist zu beachten, dass der Optokoppler vor Durchführung der Messung wie in der Zielanwendung gleichstromvorgespannt sein muss. Ferner ist dafür Sorge zu tragen, dass die an R_F und R_C beobachteten sinusförmigen Spannungswellenformen bei einer deutlich unterhalb der Eckfrequenz liegenden Frequenz (z. B. 100 Hz) nicht verzerrt werden. Andernfalls müssten R_{in} und/oder die Amplitude des eingespeisten Signals reduziert werden. Dieses Problem tritt besonders häufig auf, wenn der Phototransistor in der Nähe des Sättigungs- oder Cutoff-Bereichs gleichstromvorgespannt ist. Als Faustregel gilt, dass die eingespeiste Sinusamplitude so niedrig wie praktisch möglich eingestellt werden sollte (Kleinsignal), aber immer noch ausreichend hoch, um zu verhindern, dass das Messergebnis durch Rauschen verfälscht wird.



	Frequenz	Trace 1	Trace 2
Cursor 1	100 Hz	4,754 dB	-172,084 m
Cursor 2	71,871 kHz	1,754 dB	-50,754
Delta C2-C1	71,771 kHz	-3 dB	-50,582

Abbildung 19: Exemplarische Messergebnisse mit VNA (Bode100™)

In Abbildung 19 sind experimentelle Ergebnisse für ein WL-OCPT-Bauelement aus Bin B ([140817140210](#)) gezeigt. Hierbei gilt $R_F = R_C = 1 \text{ k}\Omega$ sowie die DC-Vorspannungsbedingungen $I_F = 1 \text{ mA}$, $I_C = 1,25 \text{ mA}$ und $V_{CE} = 5 \text{ V}$. Die beobachtete Eckfrequenz liegt bei 71,8 kHz. Beachten Sie, dass der Hochfrequenzanteil nicht exakt der Analysegrafik in Abbildung 16 entspricht. Dies liegt daran, dass der Optokoppler bei einer höheren Frequenz einen weiteren Pol aufweist, der einen steileren Verstärkungsabfall und eine zusätzliche Phasenverzögerung verursacht, aber nicht in das Analysemodell einbezogen wurde.

Abbildung 20, Abbildung 21 und Abbildung 22 zeigen die sinusförmigen Spannungsverläufe für R_F und R_C für die obige Messung bei drei verschiedenen Frequenzen. In Abbildung 20 sind beide Wellenformen bei 100 Hz gleichphasig, und es ist ein Referenz- ΔV_{RC} im Bereich von 260 mV zu beobachten. Abbildung 21 zeigt die Wellenformen bei $f_{opto} = 72 \text{ kHz}$, wobei ΔV_{RC} erwartungsgemäß um ungefähr 30 % auf 182 mV

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

abgenommen hat und seine Phase um etwa 50° gegenüber der niederfrequenten Referenz verschoben ist ($2 \mu\text{s}$ einer $14\text{-}\mu\text{s}$ -Periode). Wird die Prüffrequenz weiter auf 120 kHz erhöht (Abbildung 22), so verringert sich ΔV_{RC} weiter; die Phasenverschiebung erhöht sich in diesem Fall auf etwa 70° ($1,62 \mu\text{s}$ von $8,33 \mu\text{s}$).

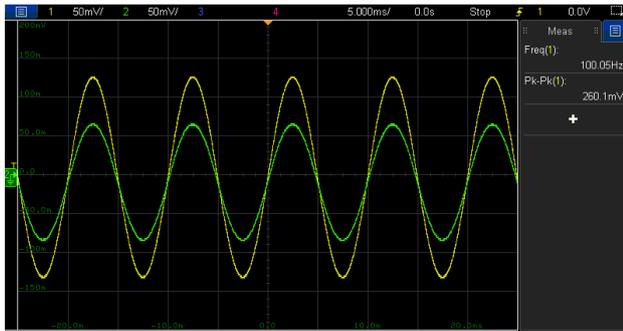


Abbildung 20: Referenzamplitude bei $f = 100 \text{ Hz}$ (V_{RF} , V_{RC})

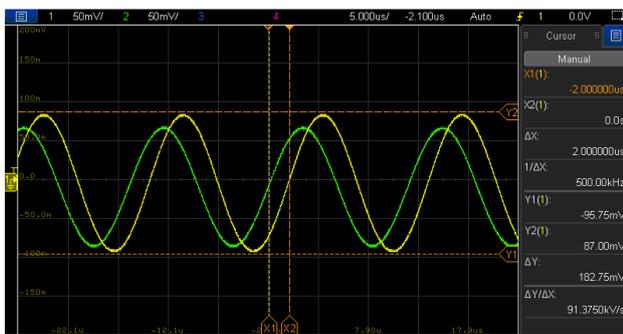


Abbildung 21: Wellenformen bei $f_{opto} \approx 72 \text{ kHz}$ (V_{RF} , V_{RC})

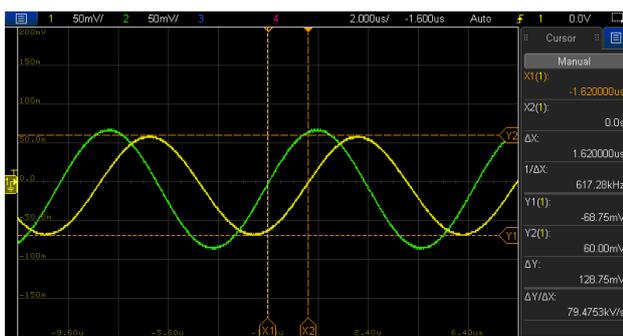


Abbildung 22: Wellenformen bei $f = 120 \text{ kHz}$ (V_{RF} , V_{RC})

4.3 Schwankungen der Eckfrequenz

Die parasitäre Kapazität C_{opto} des Optokopplers – und damit auch f_{opto} – schwanken mit dem CTR des Bauelements (bzw. Binnings) sowie mit dessen Gleichstromvorspannung und Betriebstemperatur. Abbildung 23 zeigt für eine bestimmte Gleichstrom-Vorspannungsbedingung, wie ein Bauelement aus einem höheren CTR-Bin角度 zu einem höheren Wert für f_{opto} führt, während der Unterschied zwischen den Binnings bei abnehmendem Strom kleiner wird. Für ein bestimmtes Bauelement steigt die Bandbreite mit I_C bis zu einem Punkt, oberhalb dessen in der Kennlinie ein Plateau erreicht wird und

sich stabilisiert. Die Bedingungen für diese Messungen waren $V_{CE} = 5 \text{ V}$ und $R_C = 1 \text{ k}\Omega$.

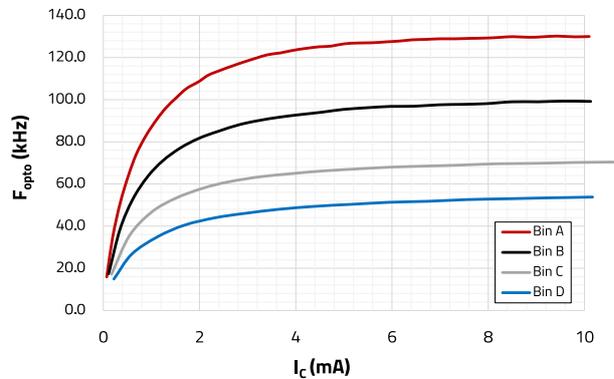


Abbildung 23: f_{opto} bezogen auf I_C (bei $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$)

Abbildung 24 zeigt für das Bin A-Beispielbauteil, wie f_{opto} mit V_{CE} insbesondere bei höheren LED- und Kollektorrührströmen ansteigt, während der Wert bei niedrigen Strömen praktisch unbeeinflusst bleibt. In Abbildung 25 ist für dasselbe Bin-A-Bauelement, das bei $V_{CE} = 5 \text{ V}$ und $I_F = 2 \text{ mA}$ (bei 25° C) vorgespannt ist, zu sehen, wie sich f_{opto} von 106 auf 72 kHz verringert, wenn die Betriebstemperatur von 25° C auf 85° C ansteigt. Alle derartigen Schwankungen sollten beim Design sorgfältig berücksichtigt werden, um einen korrekten Betrieb unter allen zu erwartenden Betriebsbedingungen zu gewährleisten.

Auf der Grundlage dieser Ergebnisse sollte, wenn eine hohe Bandbreite erforderlich ist, ein Bauelement aus einem niedrigeren CTR-Bin角度 die bevorzugte Wahl sein, wobei gleichzeitig ein ausreichend hoher Phototransistorstrom und der Betrieb bei einer niedrigeren Temperatur gewährleistet sein sollten. Wenn dagegen eine geringere Schwankung der Eckfrequenz wichtiger ist, ist der Betrieb bei niedrigem Kollektorstrom (und damit auch niedrigem LED-Strom) von Vorteil.

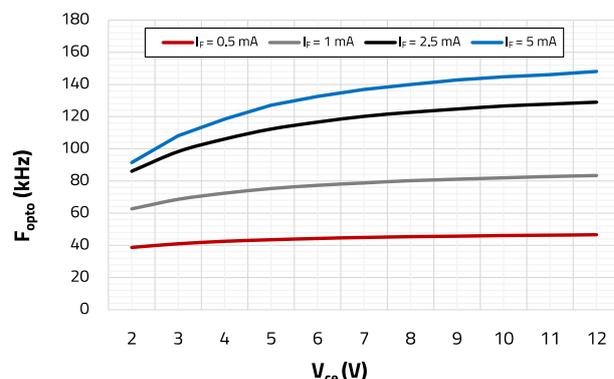


Abbildung 24: f_{opto} bezogen auf V_{CE} (WL-OCPT 817, Bin A, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$)

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

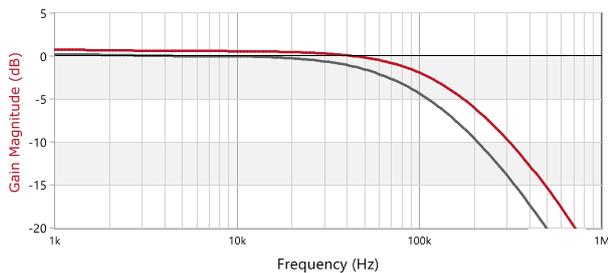


Abbildung 25: Bin A: f_{opto} bei $T = 25\text{ °C}$ (106 kHz) und $T = 85\text{ °C}$ (72 kHz; $R_C = 1\text{ k}\Omega$)

05. SCHALTZEIT

In einigen Anwendungen wie Motorsteuerung, Relais und Kommunikationsschnittstellen wird der Optokoppler als galvanisch getrennter elektronischer Schalter verwendet, bei dem der Phototransistor je nach LED-Steuersignal in den leitenden oder sperrenden Zustand versetzt wird. Allerdings kann der Phototransistor den Änderungen des LED-Stroms nicht sofort folgen, da die Änderung der Kollektor-Emitter-Spannung nur verzögert eintritt. Zudem erfolgt diese Änderung mit einer bestimmten Geschwindigkeit, wenn sich seine parasitäre Kapazität auf- oder entlädt. Abbildung 26 zeigt eine typische Schalttestschaltung in einer Emitterkonfiguration, bei der die Optokoppler-LED mit einem Rechtecksignal (V_{in}), dessen Amplitude (ΔV_{in}) auf Grundlage des Zielarbeitspunkts eingestellt wird, angesteuert und die Spannung an R_F als Abbild des LED-Stroms gemessen wird. Das typische Schaltbild ist in Abbildung 27 dargestellt. Die Anstiegs- und Abfallzeiten der Ausgangsspannung (V_{out}) werden durch die Parameter t_r bzw. t_f ausgedrückt. Dabei entspricht die Anstiegszeit der Zeit, die die Ausgangsspannung benötigt, um von 10 % auf 90 % ihres Endwertes anzusteigen; umgekehrt ist die Abfallzeit die zum Absinken von 90 % auf 10 % von V_{out} erforderliche Zeit. Die Summe der Ein- und Ausschaltzeiten (t_{on} und t_{off}) entspricht der Zeit, die vom Beginn der Änderung des LED-Stroms bis zum Erreichen von 90 % (Einschalten) bzw. 10 % (Ausschalten) des Endwertes von V_{out} vergeht.

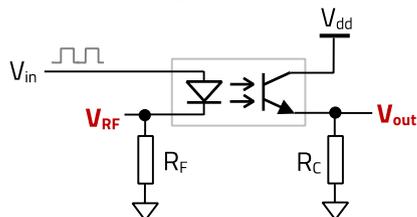


Abbildung 26: Testaufbau für das Schalten eines Optokopplers

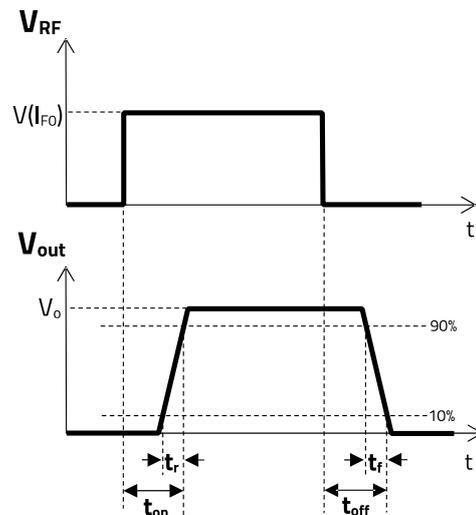


Abbildung 27: Referenzdiagramm zum Schalten eines Optokopplers

Abbildung 28 und Abbildung 29 zeigen exemplarisch Versuchsergebnisse für die Ein- und Ausschaltübergänge beim Musterbauteil WL-OCPT 817 aus Bin B und mit $\Delta V_{in} = 5\text{ V}$ (Tastverhältnis 50 %), $V_{dd} = 7\text{ V}$, $R_F = R_C = 1\text{ k}\Omega$ und $V_{CE_{on}} = 0,6\text{ V}$. Man beachte, dass sich $V_{CE_{on}}$ auf die Kollektor-Emitter-Spannung bezieht, wenn der Phototransistor in leitendem Zustand ist. Es wird eine Einschaltzeit von $5\text{ }\mu\text{s}$ mit einer Anstiegszeit von $3,6\text{ }\mu\text{s}$ gemessen, während die Ausschaltzeit $5,7\text{ }\mu\text{s}$ beträgt, wobei sich die Abfallzeit $3,8\text{ }\mu\text{s}$ auf beläuft. In beiden Fällen ist zu erkennen, dass die Schaltzeit des Geräts in erster Linie durch die Reaktion des Phototransistors und nicht durch die LED beeinflusst wird.



Abbildung 28: Einschaltbeispiel (WL-OCPT 817, Bin B) (V_{RF} , V_{RC})



Abbildung 29: Ausschaltbeispiel (WL-OCPT 817, Bin B) (V_{RF} , V_{RC})

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

5.1 Schaltzeitschwankungen

Die Schaltzeit steht in engem Zusammenhang mit der Bandbreite des Optokopplers (f_{opto}) und wird daher auch von denselben Parametern beeinflusst. Abbildung 30 zeigt die Abhängigkeit der Einschalt- und Ausschaltzeiten vom Lastwiderstand für ein WL-OCPT 817-Bauelement aus Bin B bei $T = 25^\circ\text{C}$. Die Gleichstromvorspannung des Phototransistors wird bei $I_C = 2\text{ mA}$ und $V_{CE_on} = 2\text{ V}$ konstant gehalten, indem ΔV_{in} und V_{dd} nach Bedarf eingestellt werden, während R_C variiert wird. Es ist zu beobachten, dass ein niedrigerer Wert von R_C zu einer höheren Umschaltgeschwindigkeit führt.

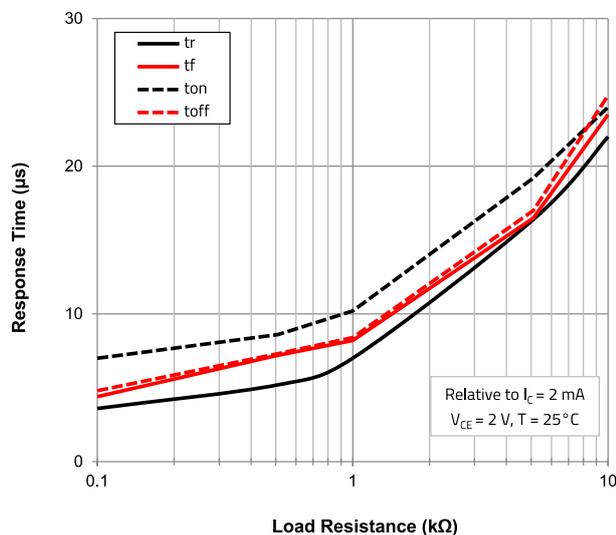


Abbildung 30: t_{on} , t_{off} , t_r und t_f bezogen auf R_C (Kennlinie für WL-OCPT 817)

Das CTR beeinflusst außerdem f_{opto} und damit die Schaltgeschwindigkeit. Dies ist in Abbildung 31 und Abbildung 32 zu sehen, die den Abschaltvorgang von zwei Bauelementen aus Bin A bzw. Bin D zeigen. Die Testbedingungen sind $\Delta V_{in} = 5\text{ V}$, $V_{dd} = 3,3\text{ V}$ und $R_F = R_C = 1\text{ k}\Omega$. Beide Bauteile werden beim Schalten in die Sättigung gefahren: bei $V_{CE_on} = 0,3\text{ V}$ für Bin A und $V_{CE_on} = 0,2\text{ V}$ für Bin D. Es ist zu erkennen, dass beim Bin-A-Bauteil eine kürzere Abfallzeit und eine höhere Abschaltgeschwindigkeit erreicht werden; dabei liegt t_{off} bei etwa $12\text{ }\mu\text{s}$ statt bei $4,6\text{ }\mu\text{s}$ wie in diesem Fall.



Abbildung 31: Ausschaltübergang (Bin A, $V_{CE_on} = 0,3\text{ V}$; V_{RF} , V_{RC})



Abbildung 32: Ausschaltübergang (Bin D, $V_{CE_on} = 0,2\text{ V}$; V_{RF} , V_{RC})

Besondere Aufmerksamkeit erfordert die sehr viel längere Verzögerungszeit ($t_{d_off} = t_{off} - t_r$), die beim Bauteil aus Bin D zu beobachten ist. Wenn V_{CE_on} auf 1 V erhöht wird, verkürzt sich die Verzögerungszeit drastisch, wie in Abbildung 33 gezeigt. In den weiter oben in Abbildung 30 gezeigten Ergebnissen war t_{d_off} vernachlässigbar (d. h. $t_{off} \approx t_r$), weil der Phototransistor im Test mit einer höheren $V_{CE_on} = 2\text{ V}$ betrieben wurde. Je stärker der Phototransistor jedoch in die Sättigung gefahren wird (d. h. je niedriger V_{CE_on}), desto länger sind Verzögerung und Gesamtschaltzeit. Dieses Verhalten ist in Abbildung 34 für dasselbe Bauteil aus Bin D dargestellt, das mit einem festen $\Delta V_{in} = 5\text{ V}$ und $R_F = R_C = 1\text{ k}\Omega$ getestet wurde. Es ist festzustellen, wie t_{d_off} und damit auch t_{off} mit abnehmender V_{CE_on} drastisch ansteigen, insbesondere unterhalb von $0,8\text{ V}$. Oberhalb von 1 V ist die Verzögerungszeit vernachlässigbar, und die Ausschaltzeit wird hauptsächlich von der Abfallzeit dominiert. Bitte beachten Sie, dass diese Eigenschaft bei einem anderen Bauteil aus einem anderen CTR-Bin und mit anderen Betriebsbedingungen abweicht, sodass sie für jeden einzelnen Fall untersucht werden muss. Grundsätzlich gilt jedoch, dass, wenn eine hohe Schaltgeschwindigkeit für die Anwendung von zentraler Bedeutung ist, ein Bauteil aus einem niedrigeren CTR-Bin verwendet und der Phototransistor nicht unnötig stark in die Sättigung gefahren werden sollte.

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern



Abbildung 33: Ausschaltübergang (Bin D, $V_{CE_{on}} = 1\text{ V}$; V_{RF} , V_{RC} I)

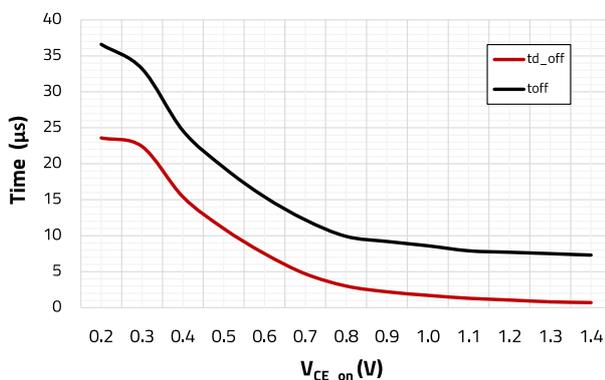


Abbildung 34: t_{d_off} - und t_{off} -Zeiten bezogen auf $V_{CE_{on}}$ (Bin D)

06. WEITERE PARAMETER

Wir wollen an dieser Stelle einige elektrische Nennwerte und Spezifikationen für parasitäre Elemente aus dem WL-OCPT-Datenblatt näher erläutern:

- **Vorwärts-Spitzenstrom (I_{F_peak}):** Dies ist der maximale LED-Spitzenstrom, basierend auf einem gepulsten Strom mit einem Tastverhältnis von 10 % bei der angegebenen Frequenz. Die Angabe ist wichtig für Schaltanwendungen.
- **Sperrspannung:** maximale Sperrspannung, der die IR-LED standhalten kann. Da sie nur 6 V beträgt, ist bei Schaltanwendungen eine sorgfältige Konstruktion erforderlich, um Sperrspannungsspitzen zu vermeiden, die diesen Wert überschreiten. Ein verbreiteter Lösungsansatz zum Schutz besteht im Hinzufügen einer antiparallel geschalteten Diode (Abbildung 35).

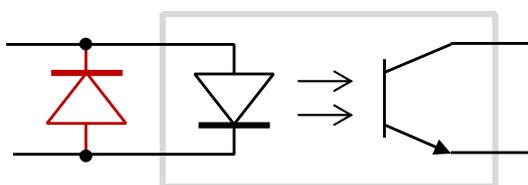


Abbildung 35: Antiparallel geschaltete Schutzdiode

- **Kollektor-Emitter-Dunkelstrom ($I_{CE_{Dark}}$):** Leckstrom, der den Phototransistor durchfließt, wenn kein IR-LED-Strom fließt. Wie die Kurve im Datenblatt des WL-OCPT zeigt, steigt er mit der angelegten Kollektor-Emitter-Spannung und der Umgebungstemperatur.
- **Eingangskapazität (C_{in}):** parasitäre Sperrschichtkapazität der IR-LED. Die Größe hängt von der an der Diode angelegten Durchlass- und Sperrspannung ab. Für den Wert im WL-OCPT-Datenblatt gelten die Testbedingungen $V_f = 0\text{ V}$, $T = 25\text{ °C}$ und $f = 1\text{ kHz}$.
- **Potenzialfreie Kapazität (Floating Kapazität) (C_{io}):** parasitäre Kapazität an der Isolationsbarriere des Optokopplers, d. h. zwischen der IR-LED und dem Phototransistor. Je niedriger der Wert von C_{io} , desto höher ist die Gleichtaktstörunterdrückung (CMNR) des Optokopplers. Ein niedriger C_{io} -Wert ist bei Anwendungen wichtig, bei denen sehr hohe dv/dt -Transienten am Eingang und Ausgang des Optokopplers entstehen, d. h. etwa bei High-Side-getrennten Gate-Treibersystemen in Wechselrichtern mit sehr hohen Schaltgeschwindigkeiten. In solchen Fällen ist in der Regel eine hohe Common-Mode Transient Immunity (CMTI) erforderlich. Darüber hinaus wirkt sich ein hoher C_{io} -Wert auch auf EMV und Gleichtaktstörungen aus.
- **Isolationsspannung (V_{iso}):** maximale Spannung, die – bei Einhaltung des Teilentladungstests gemäß Norm EN 60747-5-5 – sicher an Eingang und Ausgang des Optokopplers angelegt werden kann.
- **Isolationswiderstand (R_{iso}):** Maß für den elektrischen Widerstand der Epoxidharzkuppel, die die IR-LED und den Phototransistor überdeckt. Der Wert wird durch Anlegen von 500 V_{DC} an die Anschlüsse von IR-LED und Phototransistor und Messen des resultierenden Gleichstroms ermittelt.

07. OPTOKOPPLER- GLEICHSTROMVORSpannung

7.1 Gleichstromvorspannungs-Schaltung und Arbeitspunkt

Das Vorspannen eines Optokopplers entspricht dem Vorspannen eines Bipolartransistors, wobei der IR-LED-Strom als äquivalenter Basisstrom des Bipolartransistors zu betrachten ist. Emitter- und Kollektorkonfigurationen – die typischen Konfigurationen für die Gleichstromvorspannung des Optokopplers – sind links bzw. rechts in Abbildung 36 dargestellt. Der einzige Unterschied besteht in der Frage, ob der Ausgangswiderstand R_c an den Kollektor oder den Emitter des Phototransistors angeschlossen wird. Mit steigendem

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

LED-Strom würde die Ausgangsspannung in einer Emitterschaltung sinken, in einer Kollektorkonfiguration dagegen steigen. Bei einer sinusförmigen Eingangsspannung würde die Ausgangsspannung in einer Emitterschaltung eine Phasendrehung um 180 Grad gegenüber der Eingangsspannung aufweisen. In einer Kollektorschaltung wären im Gegenteil beide Signale in Phase (siehe Abbildung 20). Dies gilt aber nur, wenn die Signalfrequenz viel niedriger als die Eckfrequenz des Optokopplers ist.

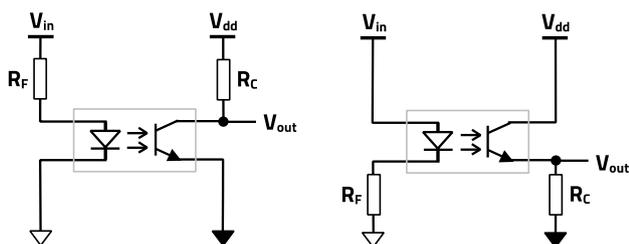


Abbildung 36: Optokoppler-Vorspannungsschaltung: Emittter (CE, links), Kollektor (CC, rechts)

Der Phototransistor kann zu jedem beliebigen Zeitpunkt in einem der drei Bereiche seiner I_C/V_{CE} -Kurve arbeiten, wie in der Näherung von Abbildung 37 dargestellt. Die Bereiche werden in Abhängigkeit von den Werten der Kollektor-Emitter-Spannung (V_{CE}) und des Kollektorstroms (I_C) wie folgt unterschieden:

- Sättigungsbereich: $V_{CE} \leq V_{CE_{sat}}$ & $I_C < CTR \cdot I_F$
- Cutoff-Bereich (Trennbereich): $V_{CE} > 0$ & $I_F = 0, I_C \approx 0$
- Aktiver Bereich (Durchlassbereich): $V_{CE} > V_{CE_{sat}}$ & $I_C \approx CTR \cdot I_F$

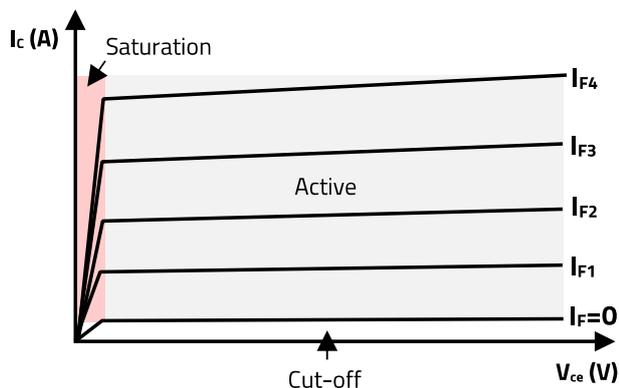


Abbildung 37: Betriebsbereiche bei Phototransistoren (I_C/V_{CE} -Kurve bei I_F)

Bei festen Werten für V_{dd} und R_C werden der Gleichstrom-Arbeitspunkt und damit der Arbeitsbereich durch den LED-Strom I_F bestimmt. Im aktiven Bereich beispielsweise führt eine Erhöhung von I_F zu einer Verringerung von V_{CE} und einer Erhöhung von I_C , während eine Reduzierung von I_F zu einer

höheren V_{CE} und einem niedrigeren I_C führt, wie in Abbildung 38 dargestellt. Beachten Sie ferner, wie die Steigung der Gleichstromvorspannung mit V_{dd} und R_C weiter angepasst werden kann. Der Optokoppler muss gleichstromvorspannt sein, um in dem oder den für die jeweilige Anwendung erforderlichen Zielbereichen arbeiten zu können.

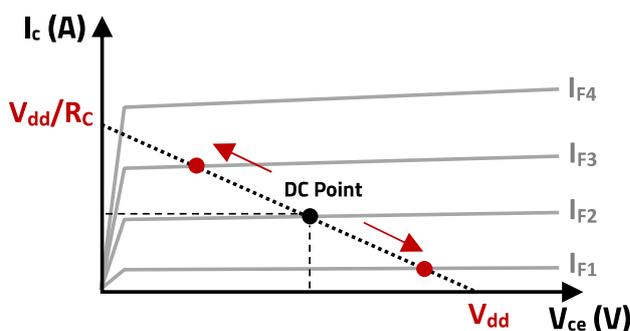


Abbildung 38: Gleichstrom-Vorspannungspunkt beim Optokoppler

7.2 Gleichstromvorspannung für Schalt-/Logikbetrieb

Wenn der Optokoppler in einer Schaltanwendung eingesetzt wird, wechselt der Arbeitspunkt normalerweise je nachdem, ob der Ausgang des Optokopplers "high", oder "low" sein soll, zwischen dem Cutoff- und dem Sättigungsbereich.

Unabhängig von der verwendeten Konfiguration ist es wichtig, den ungünstigsten Ausgangsspannungspegel zu analysieren, wenn sich der Phototransistor im leitenden Zustand befindet. Bei einer Emittterkonfiguration (CE) entspricht dies einem Nullpotenzial "low", bei einer Kollektorstruktur (CC) hingegen einem "high", also einer Spannung am Ausgang. Dabei gelten die folgenden Werten für CE (Gleichung (12)) bzw. CC (Gleichung (13)):

$$V_{out_on} = V_{CE_on} = V_{dd} - \frac{I_F}{CTR} \cdot R_C \quad (12)$$

$$V_{out_on} = V_{dd} - V_{CE_on} = \frac{I_F}{CTR} \cdot R_C \quad (13)$$

In beiden Fällen bestimmt R_F den LED-Zielstrom wie folgt:

$$R_F = \frac{V_{in} - V_F}{I_F} \quad (14)$$

Der LED-Strom ist mit der LED-Durchlassspannung (V_F) und der Temperatur verbunden, wie in Abbildung 39 dargestellt. Beachten Sie, dass ein niedrigerer LED-Strom eine geringere Verlustleistung und eine längere Nutzungsdauer des Optokopplers zur Folge hat, jedoch in der Regel auf Kosten einer geringeren Bandbreite.

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

Wie Sie feststellen können, hängt in beiden Fällen die Ausgangsspannung auch von dem CTR ab. Insbesondere bei der Emitterkonfiguration ist es wichtig, sowohl die CTR-Höchstwerte als auch die I_F -Mindestwerte abzuschätzen, um sicherzustellen, dass auch ungünstigsten Fall die Ausgangsspannung im „low“ Zustand immer noch niedriger ist als der Höchstwert, der von der jeweiligen Last als „low“ akzeptiert wird. Dies könnte z. B. die minimale Gate-Schwellesspannung des MOSFET bei einer Motorsteuerungsanwendung oder die maximale „Nullgrenze“ des MCU-Ports bei einer Schnittstellenanwendung sein. Der Mindestwert für den Ausgangswiderstand R_C in einer CE-Schaltung kann somit berechnet werden:

$$R_C > \frac{(V_{dd} - V_{out_on_max}) \cdot CTR_{max}}{I_{F_min}} \quad (15)$$

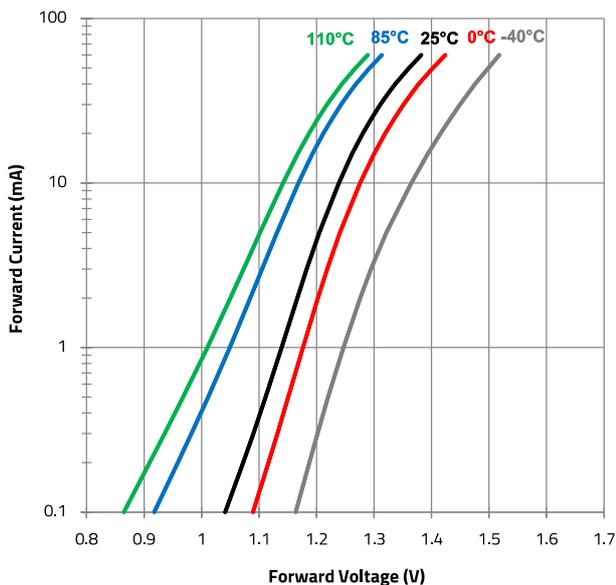


Abbildung 39: I_F bezogen auf V_F (bei Temperatur)

Bei der Kollektorkonfiguration entspricht die Begrenzung einem Szenario mit „high“ Ausgangsstatus. Damit die Ausgangsmindestspannung ($V_{out_on_min}$) für einen „high“ Ausgangsstatus über dem für die Konstruktion akzeptablen Minimum liegt, müssen CTR-Höchst- und I_F -Mindestwerte geschätzt werden. Anschließend wird der Mindestwert für den Ausgangswiderstand R_C in einer CC-Schaltung berechnet:

$$R_C > \frac{CTR_{max}}{I_{F_min}} \quad (16)$$

Wie bereits in Abbildung 30 gesehen, ist darauf zu achten, dass der R_C -Wert nicht zu hoch gewählt wird, da sich die Schaltgeschwindigkeit hierdurch verlangsamt. Beachten Sie außerdem, dass R_C umso niedriger eingestellt werden muss, je kleiner CTR_{max} ist. Dies zeigt, dass Bauelemente aus einem

niedrigeren CTR-Bin nach Möglichkeit bevorzugt werden sollten, da sie nicht nur den Vorteil eines niedrigeren C_{opto} und damit einer höheren Schaltgeschwindigkeit haben, sondern auch mit einem niedrigeren R_C verwendet werden können, was einen noch schnelleren Schaltübergang ermöglicht.

7.3 Gleichstrom-Vorspannung für den Analog-/Linearbetrieb

Zur Übertragung eines Analogsignals – sei es ein Gleichstrom- oder ein Wechselstromsignal – wird der Phototransistor innerhalb seines aktiven Arbeitsbereichs vorgespannt. Dieser Bereich heißt auch „linearer Bereich“, da er durch ein nahezu lineares Verhältnis zwischen I_F und I_C gekennzeichnet ist (sofern wir den Versatz einmal außen vorlassen).

In Abbildung 40 sind Testergebnisse für ein WL-OCPT 817-Bauteil aus Bin A gezeigt, bei dem der LED-Strom von 3,4 mA auf 8,3 mA hochgefahren wird. Hier ist zu beobachten, wie der Phototransistorstrom diesem Strom sehr genau folgt (zur besseren Veranschaulichung mit I_F überlagert). Beide Ströme werden in einer Kollektorkonfiguration als Spannungen an R_F und R_C (je 1 kΩ) gemessen. Beachten Sie, dass, während V_{dd} fest ist, V_{CE} sich je nach Stromstärke ändert (vgl. Abbildung 38). Mit $\Delta I_C \approx 7,25$ mA und $\Delta I_F \approx 4,85$ mA ist in diesem Strombereich ein durchschnittliches CTR von etwa 1,5 zu beobachten.

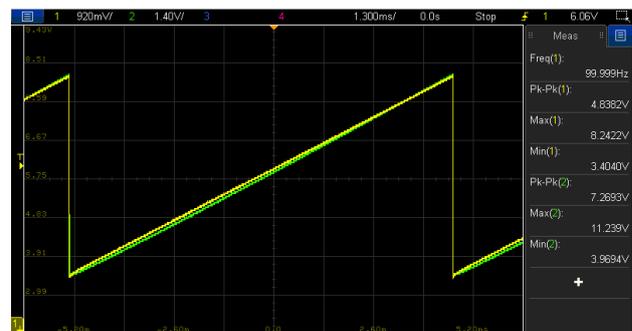


Abbildung 40: I_F und I_C im aktiven Bereich (V_{RF} , V_{RC})



Abbildung 41: I_F und I_C im aktiven Bereich, der sich an den Extremen bis in den Sperrbereich (Cutoff) und die Sättigung erstreckt (V_{RF} , V_{RC})

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

Beim Betrieb mit sehr niedrigen Strömen verschlechtert sich die Linearität. Gleiches gilt auch bei einer vollständigen Erweiterung des Arbeitsbereichs in die Nähe des Cutoff- und Sättigungsbereichs – Abbildung 41 zeigt dies. Beachten Sie auch, dass diese Messungen für ein einzelnes Optokopplerelement bei einer Betriebstemperatur von 25 °C gelten. Dagegen schwankt das CTR nicht-linear mit der Temperatur, und auch die Auswirkungen der CTR-Toleranz innerhalb eines Binnings müssen bei der Planung berücksichtigt werden.

08. SPICE-MODELLE FÜR WL-OCPT

Für jede WL-OCPT-Baureihe sind SPICE-Modelle für die Simulatoren LTspice™ und PSpice™ verfügbar. Innerhalb einer Baureihe wird für jedes Binning ein separates SPICE-Modell bereitgestellt. In LTspice™ beispielsweise kann nach Auswahl der Baureihe im Fenster „Bauteilattribut-Editor“ das Binning aus der Dropdown-Liste ausgewählt werden, die sich nach einem Doppelklick auf das Wertefeld „SpiceModel“ öffnet, wie gezeigt in Abbildung 42.

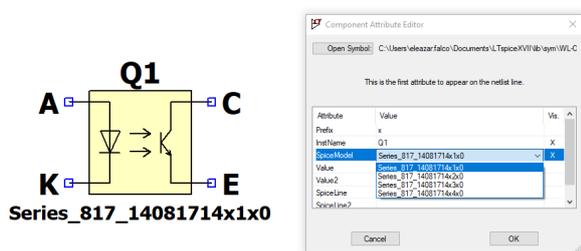


Abbildung 42: Auswahl des Binnings für das WL-OCPT 817-Bauelement in LTspice

Jedes Modell entspricht einem Musterteil mit einem nominalen CTR innerhalb des für das Binning erwarteten Bereichs bei $V_{CE} = 5\text{ V}$ und $I_F = 5\text{ mA}$. Für die Modelle 817 und 816 wurden CTR-Nennwerte von etwa 1,4 für Bin A, 2,3 für Bin B, 3,2 für Bin C und 4 für Bin D modelliert.

Abbildung 43 zeigt die Kurven der absoluten CTR bezogen auf den LED-Strom, die in einer LTspice™-Simulation für jedes 817-Bauelement-Binning bei $V_{CE} = 5\text{ V}$ erhalten wurden, Abbildung 44 den simulierten Frequenzgang für ein Bin-B-Bauelement, das mit $I_C = 2\text{ mA}$ und $V_{CE} = 5\text{ V}$ vorgespannt ist, als Funktion von R_C (100 Ω , 1 k Ω , 10 k Ω und 30 k Ω). Die Kurven entsprechen weitgehend denen der im Datenblatt angegebenen Referenzmessbauteile.

Obwohl SPICE-Modelle beim Entwurfsprozess hilfreich sind, bleibt zu berücksichtigen, dass sie nur eine Näherung an das Verhalten des Bauteils darstellen und einige Parameterabhängigkeiten (z. B. Temperatur) möglicherweise

nicht modelliert werden. Daher muss die endgültige Validierung immer experimentell unter Verwendung physischer Musterteile durchgeführt werden.

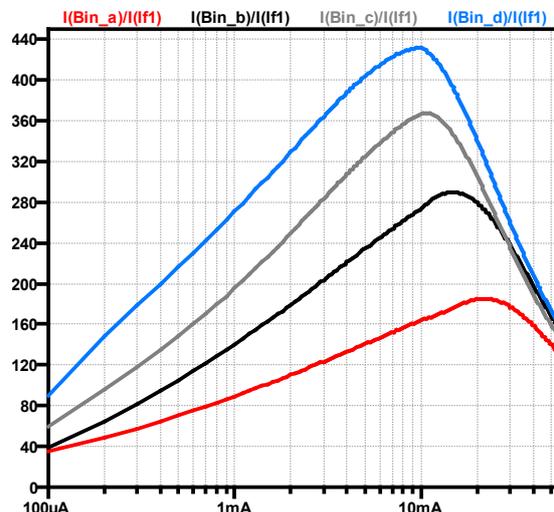


Abbildung 43: Kennlinien zum CTR bezogen auf LED-Strom (LTspice™)

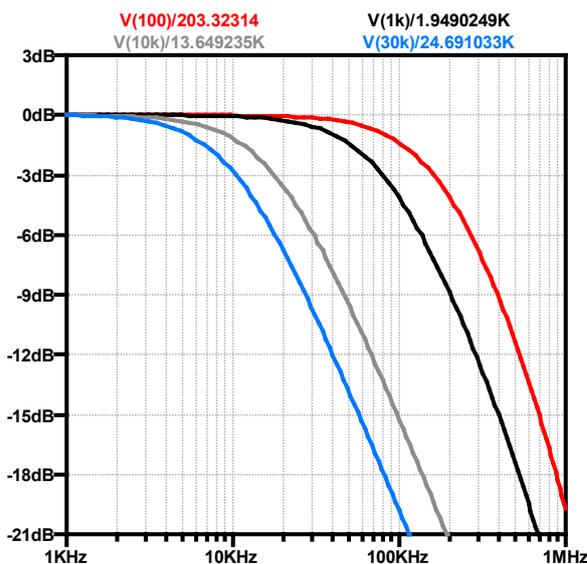


Abbildung 44: Normalisierter Frequenzgang für Bin B und $R_C = 100\ \Omega$ (I), 1 k Ω (I), 10 k Ω (I) und 30 k Ω (I) (erstellt mit LTspice™)

09. DIE WL-OCPT-BAUREIHE

Die WL-OCPT-Baureihe (Opto-Coupler Photo-Transistor) umfasst verschiedene Optokoppler mit Phototransistor. Neben der unipolaren Eingangsstromvariante werden auch zwei Versionen angeboten, die einen bidirektionalen Eingangsstrom akzeptieren (Abbildung 45). Die Baureihen werden in verschiedenen Gehäusetypen und mit unterschiedlichen Nennwerten insbesondere bei CTR-Bereich, V_{CE} und Primär-Sekundär-Isolationsspannung (V_{iso}) angeboten. Tabelle 2 bietet einen Überblick. Es handelt sich dabei um Universalbauteile für viele Applikationen, die eine

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

zuverlässige galvanische Trennung benötigen, z. B. Kommunikationsschnittstellen für niedrige Geschwindigkeiten, Sensorsysteme, Motorantriebe und -relais, E/A-Module für industrielle SPS, Power-over-Ethernet sowie AC-Netzüberwachung und Netzteile, um nur einige zu nennen. Weitere Informationen über die WL-OCPT-Baureihe und die Bestellung kostenloser Muster finden Sie im Bereich zur WL-OCPT-Baureihe auf der Website von Würth Elektronik, den Sie [über diesen Link](#) aufrufen können.

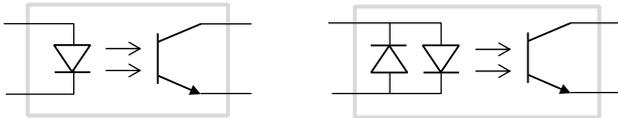


Abbildung 45: WL-OCPT mit unipolarem (links) und bipolarem Eingang (rechts)

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

WL-OCPT-Baureihe in der Übersicht							
Eingang	Baureihe	Artikel-Nr.	Gehäuse	V_{iso} (V_{rms})	$V_{CE,max}$ (V)	CTR-Bereich	
Gleichstrom	816	140816xx	DIP4	5000	80	50	600
	817	140817xx			35		
	356	140356xx	SOP4	3750	80		
	357	140357xx			35		
	10x	14010xx	LSOP4	5000	80		
	827	14081424xxx	DIP8	5000	80		
Wechselstrom	814	140814xx	DIP4	5000	80	20	300
	354	140354xx	SOP4	3750			

Tabelle 2: **WL-OCPT**-Baureihe in der Übersicht (Stand: Mai 2023)

APPLICATION NOTE

ANO007 | Grundlagen zu Phototransistor-Optokopplern

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 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 Todesfällen 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



REDEXPERT Design Plattform
www.we-online.com/redexpert



Toolbox
www.we-online.com/toolbox



Produkt Katalog
www.we-online.com/produkte

KONTAKTINFORMATION



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