

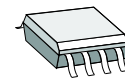
### EIGENSCHAFTEN

- ◆ Eingangsspannung 8 bis 36 Vdc
- ◆ Abwärtswandler mit hohem Wirkungsgrad
- ◆ Schalttransistor und Freilaufdiode integriert
- ◆ Einstellung des Wandler-Abschaltstroms mit externem Widerstand
- ◆ Integrierter 100-kHz-Oszillator ohne externe Komponenten
- ◆ Interne Referenzspannung
- ◆ Zwei nachgeschaltete Längsregler mit 200 mA/25 mA Ausgangsstrom
- ◆ Drei verschiedene Ausgangsspannungskombinationen der 3.3-V-Version verfügbar (s. Blockschaltbild)
- ◆ Geringe Restwelligkeit mit kleinen Kapazitäten im  $\mu\text{F}$ -Bereich
- ◆ Fehlermeldung bei Übertemperatur und bei Unterspannung an strombegrenztem Open-Collector-Ausgang
- ◆ Abschaltung des Schaltwandlers bei Übertemperatur
- ◆ ESD-Schutzbeschaltung
- ◆ Geringer Platzbedarf durch SO8- bzw. DFN10-Gehäuse und wenige externe Komponenten
- ◆ **Option:** erweiterter Temperaturbereich von  $-40$  bis  $85\text{ }^\circ\text{C}$

### ANWENDUNGEN

- ◆ 5- bzw. 3.3-V-Spannungsversorgung z. B. aus dem 24-V-Industrienetz

### GEHÄUSE

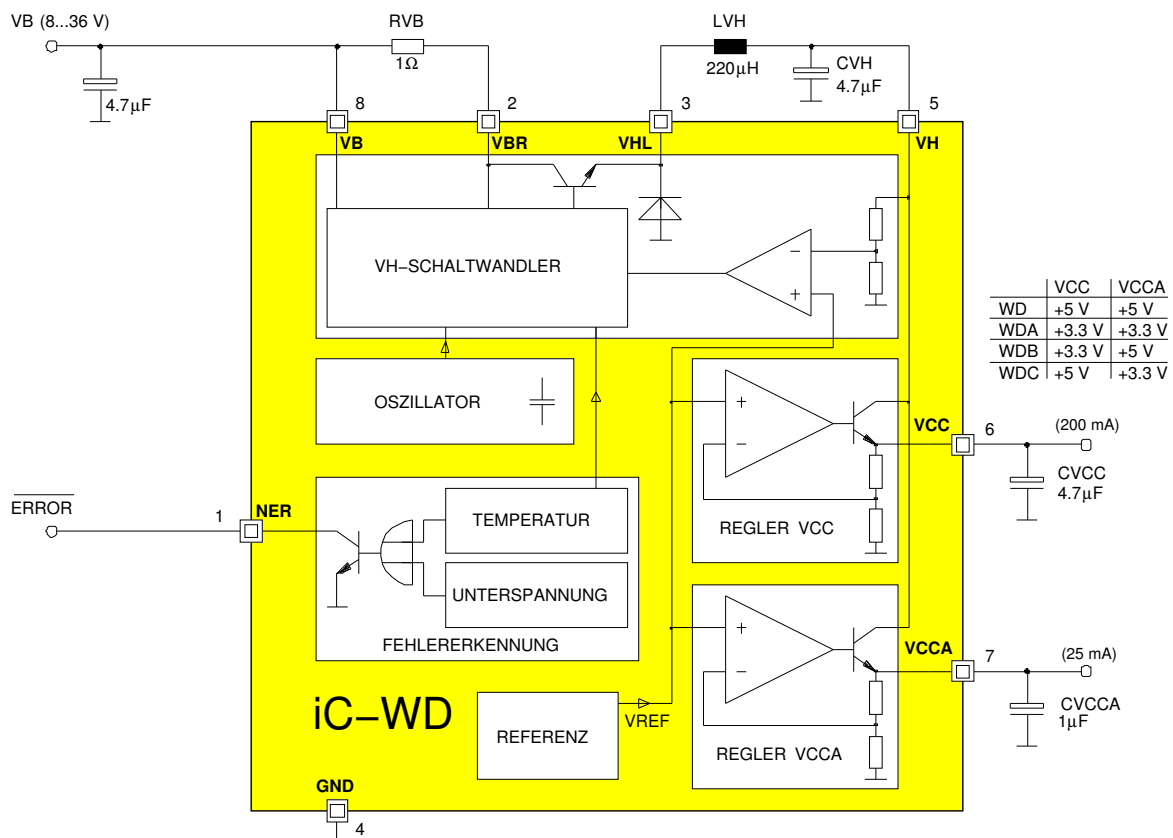


SO8  
(optional mit Thermal-Pad)



DFN10

### BLOCKSCHALTBIKD



Pin-Nummerierung entspricht SO8-Gehäuse

### KURZBESCHREIBUNG

Der iC-WD ist ein monolithischer Schaltwandler mit zwei nachgeschalteten 5- bzw. 3.3-V-Längsreglern. Durch den hohen Wirkungsgrad des Abwärtswandlers für einen Eingangsspannungsbereich von 8 bis 36 V bietet sich die iC-WD-Reihe für Applikationen im Industriebereich an, in denen bei minimaler Verlustleistung und geringem Bauteileaufwand stabilisierte 5- bzw. 3.3-V-Versorgungen benötigt werden.

Schalttransistor, Freilaufdiode und Oszillator sind integriert, so dass sich die notwendigen externen Elemente für den Schaltwandler auf die Induktivität, den Stützkondensator und einen Widerstand beschränken. Dieser Widerstand bestimmt den Abschaltstrom des Wandlers und damit den Wirkungsgrad in der jeweiligen Applikation.

Die nachgeschalteten Längsregler haben auch mit vergleichsweise kleinen Glättungskondensatoren im

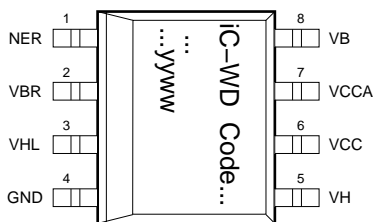
$\mu\text{F}$ -Bereich nur eine geringe Restwelligkeit. Die Ausgangsspannungen sind auf eine interne Referenz bezogen und mit  $\pm 5\%$  im gesamten Arbeits- und Temperaturbereich spezifiziert.

Durch den Einsatz der zwei voneinander unabhängigen Regler kann eine Entkopplung der Spannungsversorgung empfindlicher Analog-Schaltkreise oder Sensoren von der Versorgung von Logik- und Treiberbausteinen erreicht werden.

Die Chip-Temperatur und die Ausgangsspannungen der Längsregler werden überwacht. Eine Fehlermeldung erfolgt über den strombegrenzten Open-Collector-Ausgang NER, z. B. durch eine LED-Anzeige oder durch eine logische Verknüpfung mit anderen Fehlersignalen aus dem System. Bei Übertemperatur wird der Schaltwandler zur Absenkung der Chip-Verlustleistung abgeschaltet.

### GEHÄUSE SO8, SO8tp, DFN10 nach JEDEC-Standard

#### ANSCHLUSSBELEGUNG SO8, SO8tp (von oben)



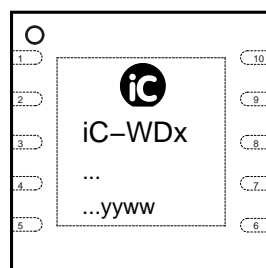
#### PIN-FUNKTIONEN

##### Nr. Name Funktion

1	NER	Fehlermelde-Ausgang
2	VBR	Anschluss für Strommesswiderstand
3	VHL	Anschluss der Induktivität
4	GND	Ground (Bezugspotenzial)
5	VH	Zwischenspannung
6	VCC	Ausgang (200 mA)
7	VCCA	Ausgang (25 mA)
8	VB	Versorgungsspannung

Bei der Variante mit *Thermal-Pad* sollte dieses in geeigneter Weise mit einer Massefläche (*Ground-Plane*) verbunden werden.

#### ANSCHLUSSBELEGUNG DFN10 (von oben)



#### PIN-FUNKTIONEN

##### Nr. Name Funktion

1	NER	Fehlermelde-Ausgang
2	n.c.	
3	VBR	Anschluss für Strommesswiderstand
4	VHL	Anschluss der Induktivität
5	GND	Ground (Bezugspotenzial)
6	GND	Ground (Bezugspotenzial)
7	VH	Zwischenspannung
8	VCC	Ausgang (200 mA)
9	VCCA	Ausgang (25 mA)
10	VB	Versorgungsspannung

Das *Thermal-Pad* sollte in geeigneter Weise mit einer Massefläche (*Ground-Plane*) verbunden werden.  
**Ausrichtung des Aufdrucks (© WDx ...yyww) kann variieren.**

### GRENZWERTE

Keine Zerstörung, Funktion nicht garantiert.

Kenn-Nr.	Formelzeichen	Benennung	Bedingungen			Einh.
				Min.	Max.	
G001	VB	Versorgungsspannung		-0.3	38	V
G002	V(VBR)	Spannung an VBR		-0.3	38	V
G003	I(VHL)	Strom in VHL	Pulsdauer $\leq 50 \mu\text{s}$	-800	800	mA
G004	V(VH)	Spannung an VH		-0.3	8	V
G005	I(VCC)	Strom in VCC		-500	4	mA
G006	I(VCCA)	Strom in VCCA		-100	4	mA
G007	V(NER)	Spannung an NER		-0.3	38	V
G008	Vd()	ESD-Prüfspannung, an allen Pins	HBM, 100 pF entladen über 1.5 k $\Omega$ <b>WDB, WDC</b>		2 1.5	kV kV
G009	Tj	Chip-Temperatur		-40	150	°C
G010	Ts	Lagertemperatur		-40	150	°C

### THERMISCHE DATEN

Betriebsbedingungen: VB = 8...36 V, L<sub>VH</sub> = 220  $\mu\text{H}$ , R<sub>i</sub>(L<sub>VH</sub>) < 2  $\Omega$ , C<sub>VH</sub> = 4.7  $\mu\text{F}$ , R<sub>VB</sub> = 1  $\Omega$

Kenn-Nr.	Formelzeichen	Benennung	Bedingungen	Min.	Typ	Max.	Einh.
T01	Ta	Zulässiger Umgebungstemperaturbereich (erweiterter Temperaturbereich auf Anfrage)		-25		70	°C
T02	Rthja	Thermischer Widerstand Chip/Umgebung	SMD-Montage ohne zusätzliche Kühlflächen			170	K/W
T03	Rthja	Thermischer Widerstand Chip/Umgebung	SMD-Montage, mit ca. 3 cm <sup>2</sup> Kühlflächen (siehe Evaluation-Board)			100	K/W
T04	Rthja	Thermischer Widerstand Chip/Umgebung	SMD-Montage, mit therm. Pad an ca. 2 cm <sup>2</sup> Kühlfläche		30	60	K/W

### KENNDATEN

Betriebsbedingungen:  $V_B = 8...36\text{ V}$ ,  $L_{VH} = 220\ \mu\text{H}$ ,  $R_i(L_{VH}) < 2\ \Omega$ ,  $C_{VH} = 4.7\ \mu\text{F}$ ,  $R_{VB} = 1\ \Omega$ ,  $T_j = -40...125\ ^\circ\text{C}$ , wenn nicht anders angegeben

Kenn-Nr.	Formelzeichen	Benennung	Bedingungen				Einh.
				Min.	Typ	Max.	
<b>Allgemeines</b>							
001	$V_B$	Zulässige Versorgungsspannung		8		36	V
<b>Längsregler VCC (200 mA)</b>							
101	$V_{CC_{nom}}$	Ausgangsspannung	$I(V_{CC}) = -200...0\text{ mA}$ ; <b>WD, WDC</b> <b>WDA, WDB</b>	4.75 3.135	5.00 3.30	5.25 3.465	V V
102	$I(V_{CC})$	Zulässiger Laststrom		-200		0	mA
103	$C_{V_{CC}}$	Min. Ausgangskapazität für Stabilität		4.7			$\mu\text{F}$
104	$V_{CC_{rip}}$	Restwelligkeit	Evaluation-Board (s. Bild 8), $T_j = 27\ ^\circ\text{C}$ ; $I(V_{CC}) = -200\text{ mA}$ , $I(V_{CCA}) = -20\text{ mA}$		35		mVss
<b>Längsregler VCCA (25 mA)</b>							
201	$V_{CCA_{nom}}$	Ausgangsspannung	$I(V_{CCA}) = -25...0\text{ mA}$ ; <b>WD, WDB</b> <b>WDA, WDC</b>	4.75 3.135	5.00 3.30	5.25 3.465	V V
202	$I(V_{CCA})$	Zulässiger Laststrom		-25		0	mA
203	$C_{V_{CCA}}$	Min. Ausgangskapazität für Stabilität		1			$\mu\text{F}$
204	$V_{CCA_{rip}}$	Restwelligkeit	Evaluation-Board (s. Bild 8), $T_j = 27\ ^\circ\text{C}$ ; $I(V_{CC}) = -200\text{ mA}$ , $I(V_{CCA}) = -20\text{ mA}$		30		mVss
<b>Schaltwandler VB, VBR, VHL, VH</b>							
301	$I_0(V_B)$	Ruhestrom in $V_B$	$I(V_{CC}) = 0$ , $I(V_{CCA}) = 0$ , $T_j = 27\ ^\circ\text{C}$ ; $V_B = 12\text{ V}$ $V_B = 24\text{ V}$ $V_B = 30\text{ V}$		4.5 3.0 2.5		mA mA mA
302	$I(V_B)$	Strom in $V_B$ bei Teillast	$I(V_{CC}) + I(V_{CCA}) = -100\text{ mA}$ , $T_j = 25\ ^\circ\text{C}$ , <b>WD, WDB, WDC</b> ; $V_B = 12\text{ V}$ $V_B = 24\text{ V}$ $V_B = 30\text{ V}$		72 37 30		mA mA mA
303	$I(V_B)$	Strom in $V_B$ bei Teillast	$I(V_{CC}) + I(V_{CCA}) = -100\text{ mA}$ , $T_j = 25\ ^\circ\text{C}$ , <b>WDA</b> ; $V_B = 12\text{ V}$ $V_B = 24\text{ V}$ $V_B = 30\text{ V}$		61 33 24		mA mA mA
304	$I(V_B)$	Strom in $V_B$ bei Vollast	$I(V_{CC}) + I(V_{CCA}) = -200\text{ mA}$ , $T_j = 25\ ^\circ\text{C}$ , <b>WD, WDB, WDC</b> ; $V_B = 12\text{ V}$ $V_B = 24\text{ V}$ $V_B = 30\text{ V}$		132 69 55		mA mA mA
305	$I(V_B)$	Strom in $V_B$ bei Vollast	$I(V_{CC}) + I(V_{CCA}) = -200\text{ mA}$ , $T_j = 25\ ^\circ\text{C}$ , <b>WDA</b> ; $V_B = 12\text{ V}$ $V_B = 24\text{ V}$ $V_B = 30\text{ V}$		116 62 43		mA mA mA
306	$C_{VH}$	Ladekondensator an $VH$		4.7			$\mu\text{F}$
307	$R(C_{VH})$	Serienwiderstand von $C_{VH}$ für Stabilität				12	$\Omega$
308	$f_0(VHL)$	Schaltwandlerfrequenz ohne Last	$I(V_{CC}) = 0$ , $I(V_{CCA}) = 0$	20			kHz
309	$f_l(VHL)$	Schaltwandlerfrequenz unter Last	$I(V_{CC}) + I(V_{CCA}) = -200\text{ mA}$ $T_j = 27\ ^\circ\text{C}$	60	90	120	kHz kHz
310	$V_0(VH)$	Leerlaufspannung $VH$	<b>WD, WDB, WDC</b> ; $I(V_{CC}) = 0$ , $I(V_{CCA}) = 0$ , $V_B = 36\text{ V}$ $T_j = 27\ ^\circ\text{C}$		7	7.5	V V
311	$V_0(VH)$	Leerlaufspannung $VH$	<b>WDA</b> ; $I(V_{CC}) = 0$ , $I(V_{CCA}) = 0$ , $V_B = 36\text{ V}$ $T_j = 27\ ^\circ\text{C}$		5.4	5.8	V V
312	$V_l(VH)$	Spannung $VH$ unter Last	<b>WD, WDB, WDC</b> ; $I(V_{CC}) + I(V_{CCA}) = -200\text{ mA}$ , $V_B = 8\text{ V}$ $T_j = 27\ ^\circ\text{C}$	6			V V

### KENNDATEN

Betriebsbedingungen:  $V_B = 8...36\text{ V}$ ,  $L_{VH} = 220\ \mu\text{H}$ ,  $R_i(L_{VH}) < 2\ \Omega$ ,  $C_{VH} = 4.7\ \mu\text{F}$ ,  $R_{VB} = 1\ \Omega$ ,  $T_j = -40...125\ ^\circ\text{C}$ , wenn nicht anders angegeben

Kenn-Nr.	Formelzeichen	Benennung	Bedingungen	Min.	Typ	Max.	Einh.
313	VI(VH)	Spannung VH unter Last	<b>WDA</b> ; $I(VCC) + I(VCCA) = -200\text{ mA}$ , $V_B = 8\text{ V}$ $T_j = 27\ ^\circ\text{C}$	4.5	5.0		V V
314	$I_{\text{off}}$	Max. Abschaltstrom in VHL	$V_H < V_I(V_H)$ , $R_{VB} = 1\ \Omega$	-500	-460	-400	mA
<b>Fehlererkennung NER</b>							
401	Toff	Abschalttemperatur		130		150	$^\circ\text{C}$
402	Thys	Temperaturhysterese		3		15	$^\circ\text{C}$
403	$\Delta VCC$ $\Delta VCCA$	Relative Unterspannungsschwelle an VCC, VCCA bezogen auf $VCC_{\text{nom}}$ , $VCCA_{\text{nom}}$		8	12	16	%
404	VCChys VCCAhys	Hysterese für Unterspannung bezogen auf $VCC_{\text{nom}}$ , $VCCA_{\text{nom}}$		2	4	7	%
405	Vs(NER)	Sättigungsspannung $I_o$ an NER	$I(\text{NER}) = 5\text{ mA}$			0.7	V
406	Isc(NER)	Kurzschlussstrom $I_o$ in NER	$V(\text{NER}) = 1...36\text{ V}$ $T_j = -40\ ^\circ\text{C}$ $T_j = 27\ ^\circ\text{C}$ $T_j = 70\ ^\circ\text{C}$ $T_j = 125\ ^\circ\text{C}$	5	15 12 10 8	21	mA mA mA mA
407	$I_0(\text{NER})$	Reststrom in NER	NER = aus, $V(\text{NER}) = 0...36\text{ V}$	0		10	$\mu\text{A}$

### FUNKTIONSBESCHREIBUNG

#### SCHALTWANDLER

Bild 1 zeigt das vereinfachte Funktionsprinzip des Abwärtswandlers. Wenn im eingeschwungenen Zustand der Schalter S schließt, fließt zusätzlich zum Laststrom in  $R_L$  ein linear ansteigender Ladestrom für den Kondensator  $C_{VH}$  durch die Spule  $L_{VH}$ . Die aus der Versorgung  $V_B$  zufließende Energie wird im Magnetfeld der Spule gespeichert. Öffnet der Schalter, fließt der Strom über die Diode durch die Spule weiter; ihr Energieinhalt wird an den Kondensator und die Last abgegeben.

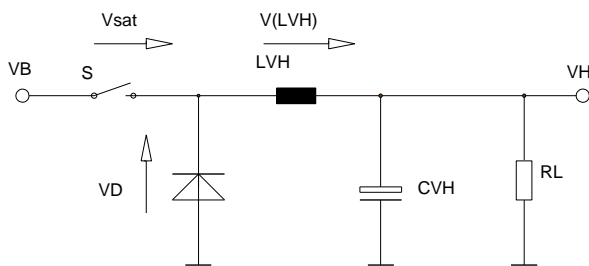


Bild 1: Funktionsprinzip

Das Blockschaltbild auf Seite 1 zeigt den iC-WD mit typischer Beschaltung. Der intern erzeugte Takt schließt den Schalter zwischen  $V_{BR}$  und  $V_{HL}$ , und der Strom in der Spule steigt an (Ladephase). Aus der Spannung  $V_H$  und der internen Referenzspannung wird eine Stellgröße  $\Delta V_R$  entsprechend der Regelkurve in Bild 2 gewonnen und mit der Spannung am Messwiderstand  $R_{VB}$  verglichen. Mit Erreichen des Abschaltstromes  $I_{off} = \Delta V_R / R_{VB}$  öffnet der Schalter, und der Spulenstrom läuft sich über die integrierte Leistungsdiode frei (Entladephase). Beim nächsten Taktsignal wiederholt sich dieser Auf- und Entladevorgang. Bild 6 zeigt die resultierenden Strom- und Spannungsverläufe.

Die Stromanstiegs- ( $t_r$ ) und -abfallzeiten ( $t_f$ ) hängen von der an der Induktivität anstehenden Spannung  $V_H$  ab. Es gilt näherungsweise:

$$t_r = L_{VH} \frac{I_{off}}{V_B - V_{sat} - V_H} \quad t_f = L_{VH} \frac{I_{off}}{V_H + V_D} \quad (1)$$

$V_{sat} = V_B - V_{HL}$ : Sättigungsspannung des Schalttransistors plus Spannungsabfall an  $R_{VB}$

$V_D$ : Flussspannung der Freilaufdiode

Vernachlässigt sind hier die Stromabhängigkeiten der Sättigungs- und Diodenflussspannung (Bild 3, 4) sowie die Verluste durch den Innenwiderstand der Spule.

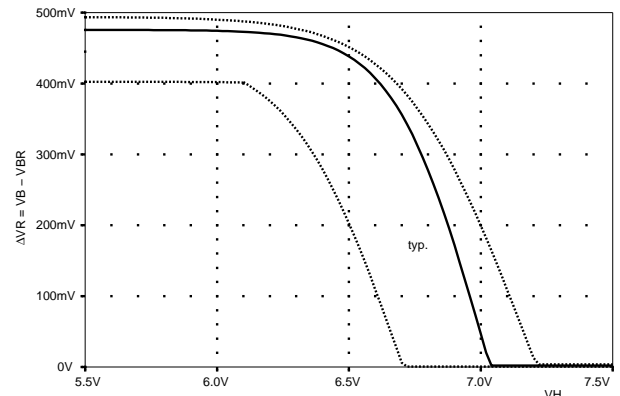


Bild 2: Regelkurve  $\Delta V_R = f(V_H)$

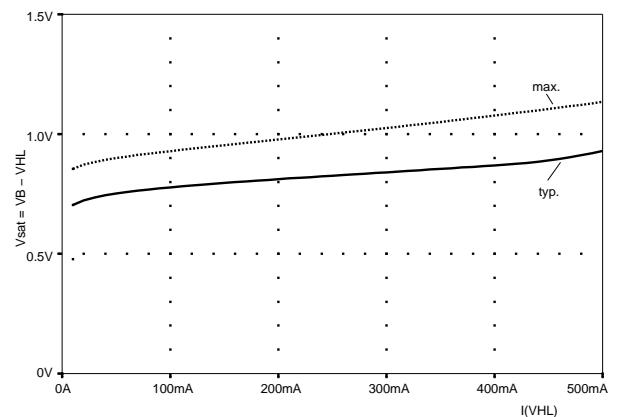


Bild 3: Sättigungsspannung des Schalttransistors

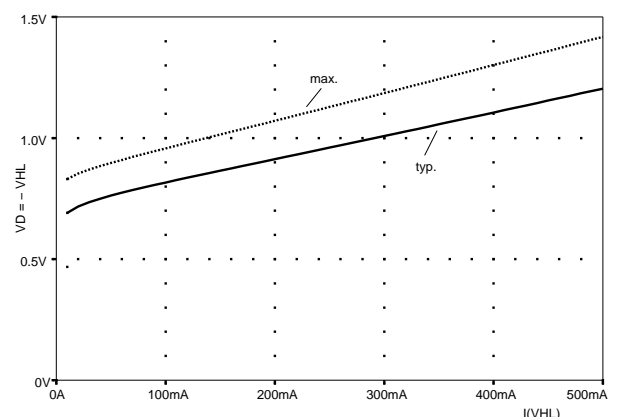


Bild 4: Flussspannung der Freilaufdiode

Der Wandler arbeitet unter Last mit einer konstanten Frequenz. Um das Ansteigen von  $V_H$  ohne Last zu verhindern, wird die Oszillatorfrequenz mit steigendem Spannungswert  $V_H$  reduziert (Bild 5).

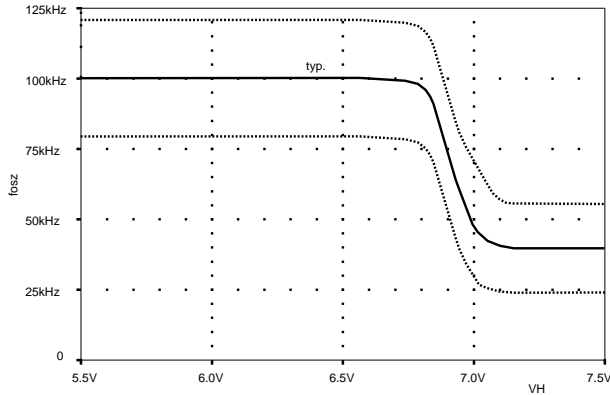


Bild 5: Oszillatorfrequenz

In Abhängigkeit von der Versorgung und dem Laststrom werden im folgenden drei Betriebszustände des Wandlers beschrieben:

### SCHALTWANDLER: lückender Betrieb

Wenn Lade- und Entladevorgang innerhalb einer Taktperiode abgeschlossen sind ( $t_r + t_f < T$ ) und der Spulenstrom jedesmal zu Null wird, so liegt *lückender Betrieb* vor (Bild 6). Dies ist bei ausreichend großer Versorgungsspannung oder kleinem Laststrom der Fall. Die Stromfähigkeit und die Stromaufnahme des Wandlers lassen sich für diesen Betriebszustand einfach angeben. Da sowohl der Lade- als auch der Entladestrom in  $V_H$  fließen, ergibt sich für die mittlere Stromfähigkeit von  $V_H$  in erster Näherung:

$$I_L(VH) = \frac{1}{2} I_{off} \frac{t_r + t_f}{T} \quad (2)$$

$T = 1/f_{osz}$ : Periodendauer des internen Oszillators (Bild 5)

Für den Laststrom  $I_L$  am Ausgang  $V_H$  regelt der iC-WD den Abschaltstrom  $I_{off}$  auf folgenden Wert ( $V_B > V_H + V_{sat}$ ):

$$I_{off} = \sqrt{2 \cdot I_L(VH) \frac{T}{L_{VH}} \frac{1}{\frac{1}{V_B - V_{sat} - V_H} + \frac{1}{V_H + V_D}}} \quad (3)$$

Da der Versorgungsspannung  $V_B$  nur während der Ladephase Strom entnommen wird, ergibt sich die mittlere Stromaufnahme zu:

$$I(VB) = I_{off} \frac{t_r}{T} + I_0(VB) \quad (4)$$

$I_0(VB)$ : Stromaufnahme ohne Belastung an VCC, VCCA (Leerlauf)

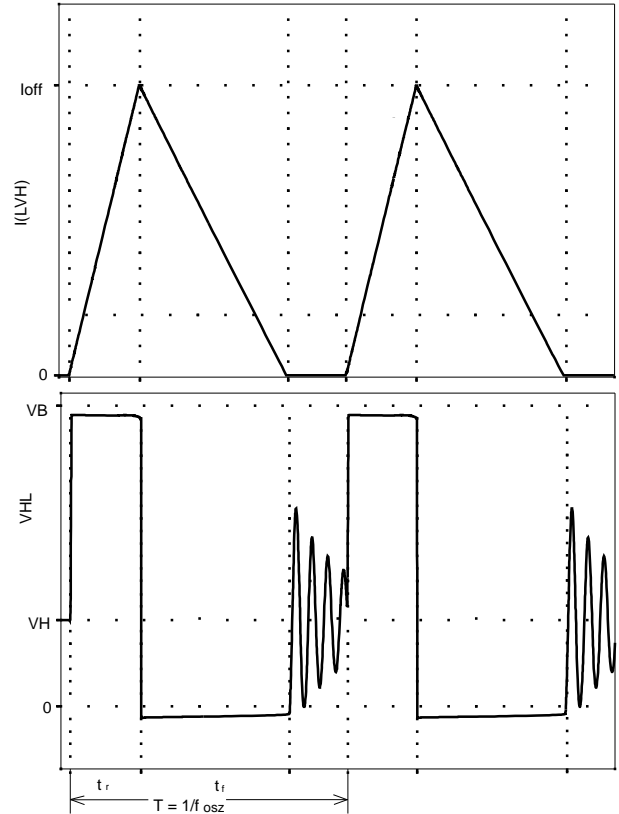


Bild 6: Lückender Betrieb

### SCHALTWANDLER: nichtlückender Betrieb

Wird die Induktivität mit dem nächsten Taktsignal nachgeladen, bevor sich der Spulenstrom frei gelaufen hat, entsteht keine Stromlücke. Dieser *nichtlückende Betrieb* (Bild 7) tritt auf, wenn die Versorgungsspannung niedrig oder der Laststrom groß ist.

Da der Ladevorgang mit unterschiedlichen Stromwerten ungleich Null beginnt, sind das Timing und der erforderliche Abschaltstrom analytisch schwer zu erfassen. Im allgemeinen kommt es zu Schwebungen der Taktfrequenz mit den Zeitkonstanten der Lade- und Entladephase, die wiederum vom aktuellen Wert der Versorgungsspannung und vom Laststrom abhängen.

Da keine Stromlücke auftritt, kann (bei gleicher Last) der Abschaltstrom kleiner sein als im lückenden Betrieb. Die Verluste im Schalttransistor, in der Freilaufdiode und durch den Innenwiderstand der Induktivität sind dadurch geringer und somit der Wirkungsgrad

des Wandlers besser. Außerdem werden solche Störungen kleiner, die durch den Innenwiderstand der Versorgungsspannungsquelle und des Stützkondensators  $C_{VH}$  entstehen. Je nach Bauform und Qualität der Spule können sich jedoch die niederfrequenten Schwelungen hörbar äußern.

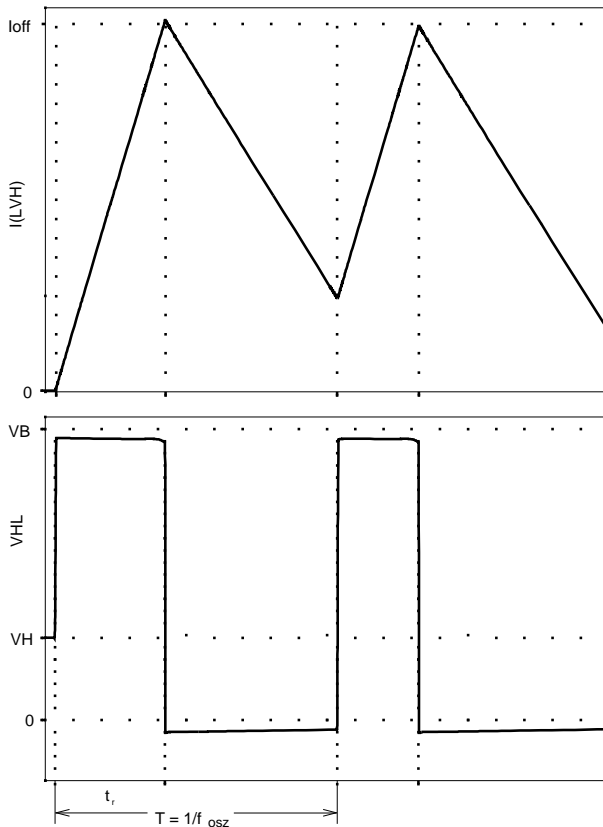


Bild 7: Nichtlückender Betrieb

### SCHALTWANDLER: Betrieb mit kleiner Versorgungsspannung

Ein dritter Betriebszustand stellt sich ein, wenn die Versorgungsspannung  $V_B$  kaum größer ist als  $V_H$ . Dann kann der Abschaltstrom nicht mehr erreicht werden, da  $(V_B - V_H - V_{sat})/R_{LVH} < I_{off}$ . Der Schalttransistor ist dann dauernd eingeschaltet, und es gilt:  $V_H = V_B - V_{sat} - I(V_H) \times R_{LVH}$ . Unter Berücksichtigung dieser Besonderheit kann der iC-WD auch bei kleiner Versorgungsspannung betrieben werden. Die Funktionsfähigkeit ist noch bei  $V_B \approx 7.6 V$  gewährleistet. Die maximale Stromfähigkeit ist dann jedoch vom Innen-

widerstand der Spule sowie der Versorgungsspannung  $V_B$  abhängig. Der Übergang vom Wanderbetrieb zum dauernd eingeschalteten Transistor ist fließend. Um einen Störspannungsdurchgriff von  $V_H$  auf  $V_{CC}$  oder  $V_{CCA}$  zu vermeiden, sollte der Stützkondensator  $C_{VH}$  für diesen Betriebsfall vergrößert werden (z. B.  $22 \mu F$ ).

### LÄNGSREGLER VCC und VCCA

Um selbst bei kleinem Glättungskondensator  $C_{VH}$  möglichst geringe Störspannungen zu erhalten, sind der Zwischenspannung  $V_H$  zwei unabhängige Längsregler mit einer NPN-Emitterfolgerstufe nachgeschaltet. Die Störspannungsunterdrückung für die Ausgangsspannungen ist am besten, wenn  $V_H$  auch dynamisch nicht kleiner als  $6.0 V$  (iC-WDA:  $4.3 V$ ) wird.

Die Regler sind intern kompensiert, so dass sie im Leerlauf ohne externe Kapazität stabil sind. Stabilität über den gesamten Lastbereich wird durch die in den Kenndaten angegebenen Mindestkapazitätswerte für  $C_{VCC}$  und  $C_{VCCA}$  gewährleistet. Als Zerstörungsschutz im Kurzschlussfall sind die Ausgänge strombegrenzt.

### FEHLERAUSWERTUNG

Die beiden Ausgangsspannungen  $V_{CC}$  und  $V_{CCA}$  werden überwacht. Das Unterschreiten der Unterspannungsschwelle (z. B. durch Überlast) wird am strombegrenzten Open-Collector-Ausgang  $NER$  gemeldet (aktiv low). Ebenso wird die Chip-Temperatur kontrolliert. Bei Übertemperatur wird der Schaltwandler abgeschaltet und erst nach Absinken der Chip-Temperatur wieder freigegeben. Solange der Wandler abgeschaltet ist, wird dies durch  $NER = I_0$  angezeigt.

Da der Fehlerausgang  $NER$  strombegrenzt ist, kann eine LED direkt zur optischen Meldung angeschlossen werden. Jedoch muss die zusätzliche auftretende Verlustleistung

$$P_v = I(NER) \times (V_B - V_{fw}(LED)) \quad (5)$$

berücksichtigt werden. Ein Widerstand  $R_{LED}$  in Reihe zur Leuchtdiode kann die zusätzliche Chip-Verlustleistung im Fehlerfall verringern. Mit einem Pull-Up-Widerstand an  $NER$  können CMOS- oder TTL-kompatible Logikeingänge angesteuert werden.



### APPLIKATIONSHINWEISE

#### DIMENSIONIERUNG

Die Größe des Messwiderstands  $R_{VB}$  bestimmt den Abschaltstrom  $I_{off}$ . In Kombination mit dem Wert für die Induktivität  $L_{VH}$  können dadurch die Stromaufnahme, der Wirkungsgrad und das Timing der Anwendung angepasst werden.

Üblicherweise ist der Versorgungsspannungsbereich und der maximale Ausgangsstrom für VCC und VCCA vorgegeben. Es ist festzulegen, ob nur lückender Betrieb angestrebt wird. Mit folgender Überlegung lässt sich die maximale Induktivität  $L_{VH}$  abschätzen: Im ungünstigsten Fall dauern Lade- und Entladevorgang genau eine Periode, was bei minimaler Versorgungsspannung der Fall ist. Der Abschaltstrom regelt sich auf  $I_{off} = 2 \times I_{L_{max}}(VH)$  hin. Aus Gleichung (1) folgt:

$$L_{VH_{max}} = \frac{T_{min}}{2 \cdot I_{L_{max}}(VH)} \times \frac{1}{\frac{1}{VB_{min} - V_{sat} - VH} + \frac{1}{VH + VD}}$$

Mit Gleichung (3) lässt sich der maximale Abschaltstrom für lückenden Betrieb bestimmen. Für VB muss man den maximalen Wert einsetzen:

$$I_{off_{max}} = \sqrt{2 \cdot I_{L_{max}}(VH) \cdot \frac{T_{max}}{L_{VH}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{VB_{max} - V_{sat} - VH} + \frac{1}{VH + VD}}}$$

Mit dieser Information lässt sich der Messwiderstand  $R_{VB}$  dimensionieren,  $\Delta V_{R_{max}}$  kann Bild 2 entnommen werden:

$$R_{VB} = \frac{\Delta V_{R_{max}}}{I_{off_{max}}}$$

#### BEISPIEL

Vorgegeben sind: VB = 18 bis 36 V,  $I_{L_{max}} = 100$  mA; Die maximale Induktivität kann man abschätzen zu:

$$L_{VH_{max}} = \frac{1/125 \text{ kHz}}{200 \text{ mA}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{18 \text{ V} - 1.1 \text{ V} - 7.0 \text{ V}} + \frac{1}{7.0 \text{ V} + 1.1 \text{ V}}} = 178 \mu\text{H}$$

Man wählt die Induktivität beispielsweise zu 150  $\mu\text{H}$ . Damit ergibt sich der maximal erforderliche Abschaltstrom und der Messwiderstand zu:

$$I_{off_{max}} = \sqrt{2 \cdot 100 \text{ mA} \cdot \frac{1/75 \text{ kHz}}{150 \mu\text{H}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{30 \text{ V} - 1.1 \text{ V} - 7 \text{ V}} + \frac{1}{7 \text{ V} + 1.1 \text{ V}}}} = 324 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow R_{VB} = \frac{400 \text{ mV}}{324 \text{ mA}} \approx 1.2 \Omega$$

Nicht immer kann die Schaltung für lückenden Betrieb dimensioniert werden, insbesondere wenn große Ausgangsströme bei kleiner Versorgungsspannung gefordert sind. Es kann für einen höheren Wirkungsgrad und kleinere Störungen günstig sein, den nichtlückenden Betrieb zuzulassen. Die Induktivität wählt man größer als nach obiger Formel, die Gleichungen für den maximalen Abschaltstrom und den Messwiderstand lassen sich mit der gewählten Spule anwenden.

Die richtige Dimensionierung lässt sich am einfachsten experimentell in einem Versuchsaufbau ermitteln (Evaluation-Board). Für maximale Leistung über den gesamten Spezifikationsbereich ist die im Blockschaltbild aufgeführte Dimensionierung ( $L_{VH} = 220 \mu\text{H}$ ,  $R_{VB} = 1 \Omega$ ) geeignet.

#### AUSWAHL DER BAUTEILE

Die Spule sollte für den maximalen Abschaltstrom ausgelegt sein, denn sie darf nicht in Sättigung gehen. Dies lässt sich durch Kontrolle des Spulenstroms mit

einer Stromzange überprüfen: Im Sättigungsfall ist der Stromanstieg wesentlich steiler als bei kleinen Strömen. Ein kleiner Innenwiderstand der Spule reduziert die Verluste und erhöht den Wandlerwirkungsgrad. Bei kleiner Versorgungsspannung kann dieser Innenwiderstand den maximal verfügbaren Ausgangsstrom bestimmen (Gleichung 4).

Die durch die Spule verursachte EMI sollte beachtet werden. Ringkernspulen haben wenig Störabstrahlung, sind jedoch teuer und schwierig zu montieren, Stabkerne sind preiswert und leicht zu handhaben, besitzen aber eine größere Abstrahlung. Für geringe EMI-Anforderungen sind preiswerte Funkentstördrosseln im Bereich von einigen zehn bis einigen hundert  $\mu\text{H}$  geeignet<sup>1</sup>. Zusätzliche Störungen kann das Ausschwingen der Spannung an VHL verursachen, wenn der Spulenstrom zu Null wird (Bild 6). Parasitäre Kapazitäten an VHL bilden mit der Spule einen Schwingkreis. Mit einem Widerstand ( $> 10\text{ k}\Omega$ ) parallel zur Spule kann dieser unerwünschte Schwingkreis auf ein unkritisches Maß bedämpft werden.

Die Wahl des Stützkondensators  $C_{\text{VH}}$  ist unproblematisch. Da sich die Restwelligkeit der Zwischenspannung VH durch die nachgeschalteten Längsregler nicht auf die Ausgangsspannungen VCC und VCCA auswirkt, genügt ein kleiner Kapazitätswert ohne besondere Anforderungen an den Innenwiderstand. Eine Kombination von Elektrolyt- und Keramikkondensator (z. B.  $4.7\text{ }\mu\text{F}/100\text{ nF}$ ) ist empfehlenswert. Vor dem Einsatz von Tantalkondensatoren muss geprüft werden, ob diese für die am Pin VH verbleibende AC-Amplitude (Restwelligkeit) geeignet sind.

Die Stabilität der Längsregler ist für den gesamten Lastbereich gewährleistet, wenn die in den Kenndaten genannten Werte für  $C_{\text{VCC}}$  und  $C_{\text{VCCA}}$  gewählt werden. Die Störspannungsunterdrückung wird durch kleine Kondensatorserienwiderstände verbessert. Empfehlenswert ist auch hier die Kombination von Tantal- und Keramikkondensator. Bleibt einer der beiden Aus-

gänge unbelastet, so kann dessen Kondensator entfallen.

Um einen Durchgriff der Störungen von der Versorgungsspannung VB auf die Ausgangsspannungen VCC und VCCA zu vermeiden, ist ein Abblocken unmittelbar am Pin VB vorzusehen. Auch hier empfiehlt sich die Kombination von Tantal- und Keramikkondensator (einige  $\mu\text{F}/100\text{ nF}$ ).

#### PLATINENLAYOUT

Die GND-Führung vom Schaltwandler und von jedem Längsregler sollte strikt getrennt sein, um Verkopplungen zu vermeiden. Sternpunkt aller GND-Bahnen ist der GND-Anschluss am iC-WD. Eine gemeinsame Zuführung von GND der Versorgung VB und vom Fußpunkt des Kondensators  $C_{\text{VH}}$  zum Sternpunkt ist jedoch möglich und unkritisch. Der Kondensator  $C_{\text{VH}}$  sollte sich aber sehr nahe am Pin VH befinden. Um das Ausschwingen am offenen Ende der Spule (Pin VHL) klein zu halten, sollte diese Verbindung kapazitätsarm, d. h. kurz sein.

Die Abblockkondensatoren der Versorgung VB sind so nahe wie möglich an den Pins VB und GND anzuordnen. Die Kondensatoren für die Ausgänge VCC und VCCA sollten direkt an den Verbrauchern und nicht am IC platziert sein, um auch Störungen abzublocken, die über die Zuleitung zum Verbraucher eingekoppelt werden. Masseflächen sollten unter den VCC- und VCCA-Leitungen ausgespart werden. Die Leiterbahn zwischen VB, dem Messwiderstand  $R_{\text{VB}}$  und VBR sollte niederohmig sein, da Spannungsabfälle in den Zuleitungen die effektive Größe des Strommesswiderstandes verändern und den maximalen Abschaltstrom verringern.

Beim Einsatz des SO8- oder DFN10-Gehäuses mit *Thermal-Pad* sollte dieses mit einer entsprechenden Massefläche auf dem PCB verbunden werden. Dabei hat es sich bewährt, die Verlustleistung direkt unter dem iC mit Vias in eine andere Leiterbahnebene, z. B. eine *Ground-Plane*, zu leiten.

<sup>1</sup> z. B. Siemens Matsushita B78108-S1224-J (220  $\mu\text{H}/250\text{ mA}$ , axial), TDK Serie NLC565050T... (SMD), TOKO Serie 10RF459-... (SMD geschirmt)

### EVALUATION-BOARD

Die iC-WD-Bausteine werden mit einem Evaluation-Board zu Testzwecken bemastert. Die folgenden Bilder zeigen die Schaltung sowie die Oberseite der Testplatte.

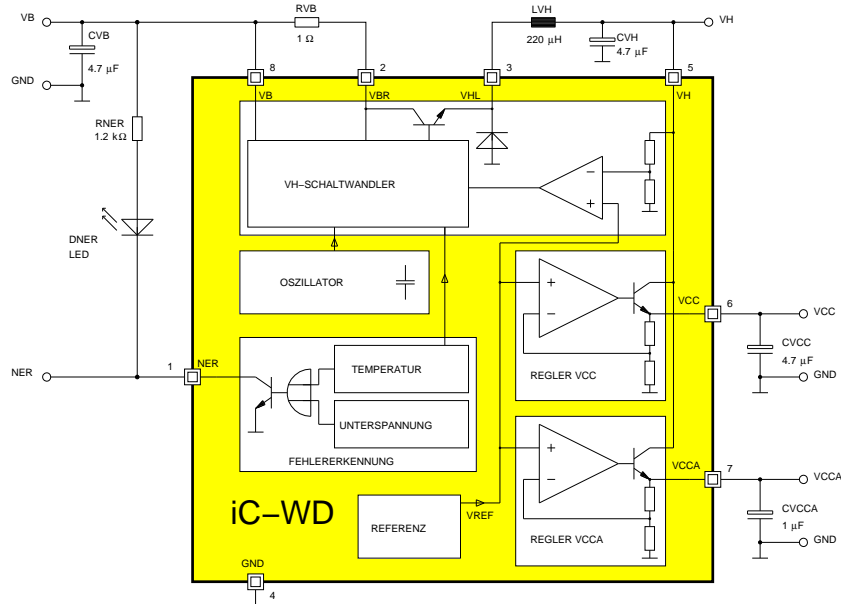


Bild 8: Schaltplan des Evaluation-Boards

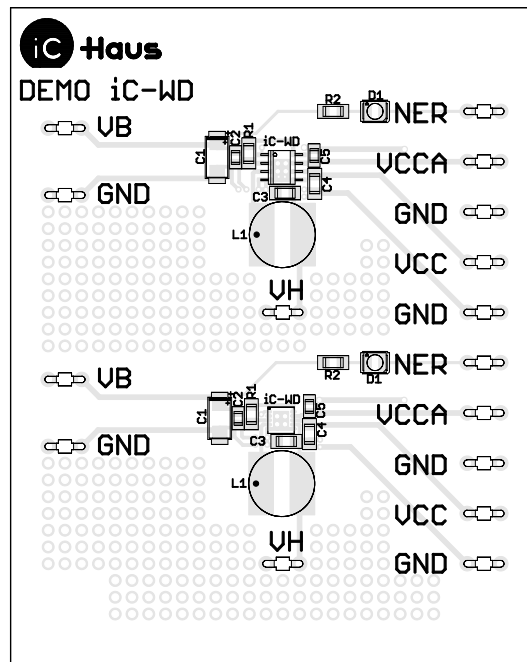


Bild 9: Evaluation-Board (Bestückungsseite)

Die vorliegende Spezifikation betrifft ein neu entwickeltes Produkt. iC-Haus behält sich daher das Recht vor, Daten ohne weitere Ankündigung zu ändern. Die aktuellen Daten können bei iC-Haus abgefragt werden.

Ein Nachdruck dieser Spezifikation – auch auszugsweise – ist nur mit unserer schriftlichen Zustimmung und unter genauer Quellenangabe zulässig.

Die angegebenen Daten dienen ausschließlich der Produktbeschreibung. Dies gilt insbesondere auch für die angegebenen Verwendungsmöglichkeiten/Einsatzbereiche des Produktes.

Eine Garantie hinsichtlich der Eignung des Produktes für die konkret vorgesehene Verwendung wird von iC-Haus nicht übernommen.

iC-Haus überträgt an dem Produkt kein Patent, Copyright oder sonstiges Schutzrecht.

Für die Verletzung etwaiger Patent- und/oder sonstiger Schutzrechte Dritter, die aus der Ver- oder Bearbeitung des Produktes und/oder der sonstigen konkreten Verwendung des Produktes resultieren, übernimmt iC-Haus keine Haftung.

**BESTELLINFORMATION**

Typ (VCC/VCCA)	Gehäuse	Bestellbezeichnung
iC-WD (5/5 V)	SO8 SO8 mit <i>Thermal-Pad</i> DFN10 (auf Anfrage)	iC-WD SO8 iC-WD SO8-TP iC-WD DFN10
Evaluation-Board iC-WD	-	iC-WD EVAL WD2D
iC-WDA (3.3/3.3 V)	DFN10	iC-WDA DFN10
Evaluation-Board iC-WDA	-	iC-WDA EVAL WD2D
iC-WDB (3.3/5 V)	DFN10	iC-WDB DFN10
Evaluation-Board iC-WDB	-	iC-WDB EVAL WD2D
iC-WDC (5/3.3 V)	DFN10	iC-WDC DFN10
Evaluation-Board iC-WDC	-	iC-WDC EVAL WD2D

Technischen Support und Auskünfte über Preise und Lieferzeiten geben:

**iC-Haus GmbH**  
Am Kuemmerling 18  
55294 Bodenheim

**Tel.: (0 61 35) 92 92-0**  
**Fax: (0 61 35) 92 92-192**  
**Web: <http://www.ichaus.com>**  
**E-Mail: [sales@ichaus.com](mailto:sales@ichaus.com)**

**Autorisierte Distributoren nach Region: [http://www.ichaus.de/support\\_distributors.php](http://www.ichaus.de/support_distributors.php)**