

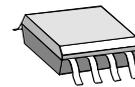
### EIGENSCHAFTEN

- ◆ Eingangsspannung 8..30V<sub>dc</sub>
- ◆ Abwärtswandler mit hohem Wirkungsgrad
- ◆ Schalttransistor und Freilaufdiode integriert
- ◆ Einstellung des Wandler-Abschaltstroms mit externem Widerstand
- ◆ Integrierter Oszillator ohne externe Komponenten
- ◆ Wandlerfrequenz oberhalb des Hörbereichs
- ◆ Interne Referenzspannung
- ◆ Zwei nachgeschaltete 5V-Längsregler mit 200mA/25mA Ausgangsstrom
- ◆ 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-Gehäuse und wenige externe Komponenten

### ANWENDUNGEN

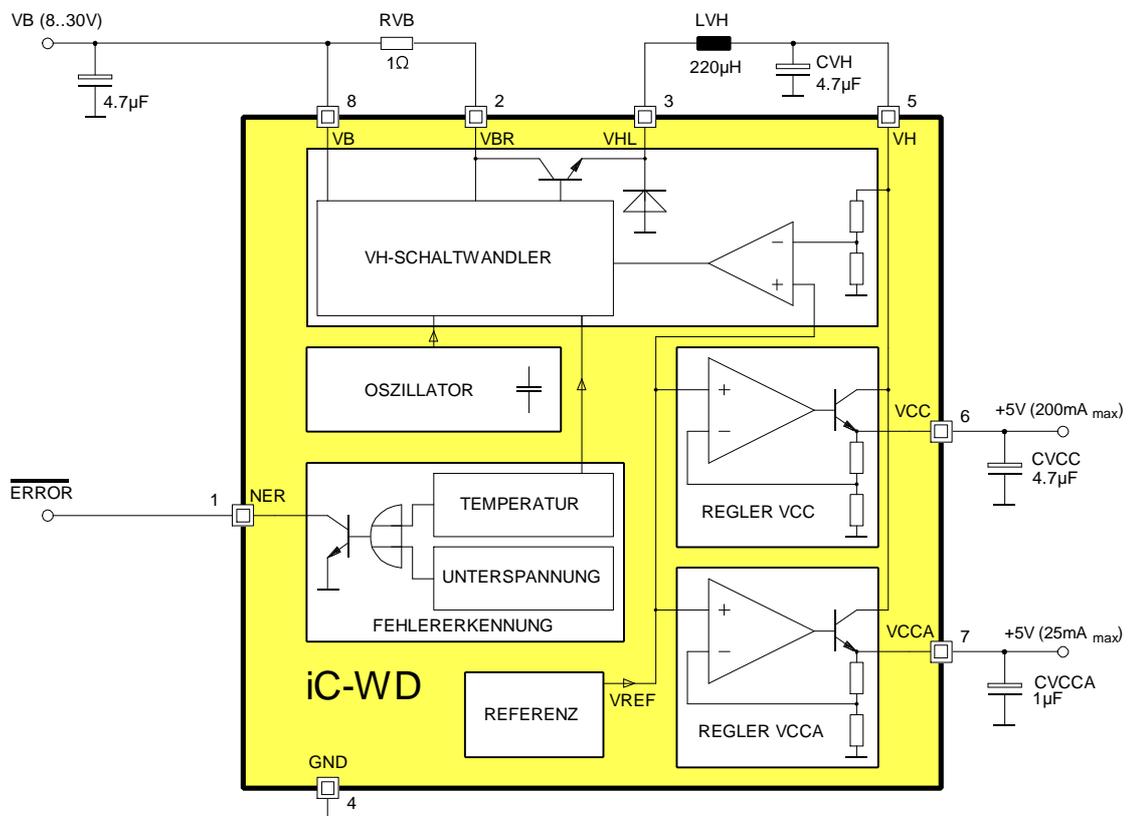
- ◆ 5V-Spannungsversorgung aus dem 24V-Industrienetz

### GEHÄUSE



SO8

### BLOCKSCHALTBIELD



### KURZBESCHREIBUNG

Der iC-WD ist ein monolithischer Schaltwandler mit zwei nachgeschalteten 5V-Längsreglern. Durch den hohen Wirkungsgrad des Abwärtswandlers für einen Eingangsspannungsbereich von 8V..30V bietet sich der iC-WD für Applikationen im Industriebereich an, bei denen mit minimalem Leistungsverlust und geringem Bauteileaufwand stabilisierte 5V-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  $5\text{V} \pm 5\%$  im gesamten Arbeits- und Temperaturbereich spezifiziert.

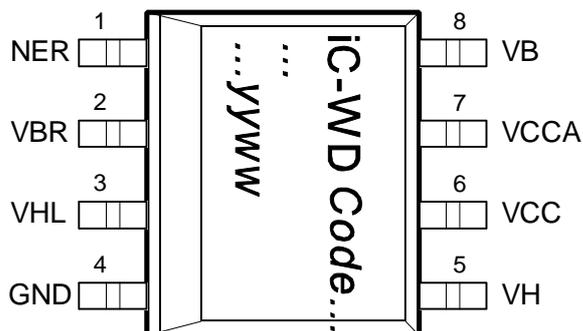
Durch den Einsatz der zwei voneinander unabhängigen Regler kann eine Entkopplung der Spannungsversorgung empfindlicher Analog-Schaltkreise oder Sensoren von der Versorgung von Logik- und Treiberbausteinen erreicht werden.

Die Chip-Temperatur und die 5V-Ausgangsspannungen 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 nach JEDEC-Standard

#### ANSCHLUßBELEGUNG SO8

(von oben)



#### PIN-FUNKTIONEN

Nr. Name Funktion

Nr.	Name	Funktion
1	NER	Fehlermelde-Ausgang
2	VBR	Anschluß für Strommeßwiderstand
3	VHL	Anschluß der Induktivität
4	GND	Ground (Bezugspotential)
5	VH	Zwischenspannung
6	VCC	5V-Ausgang (200mA)
7	VCCA	5V-Ausgang (25mA)
8	VB	Versorgungsspannung

### 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.

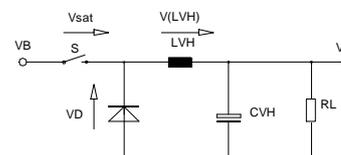


Bild 1: Funktionsprinzip

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 4 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 2 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 6,7) sowie die Verluste durch den Innenwiderstand der Spule.

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).

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 2). 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 ( $V_B > V_H + V_{sat}$ ):

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

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 iC-WD ohne Belastung an VCC, VCCA (Leerlauf)

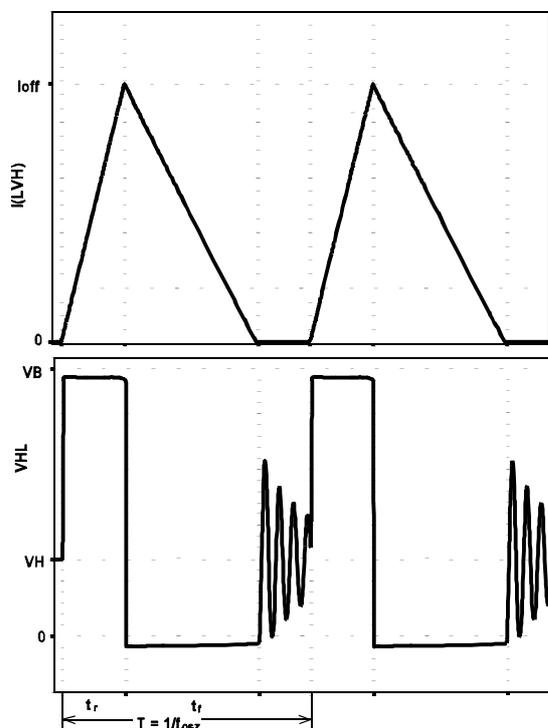


Bild 2: lückender Betrieb

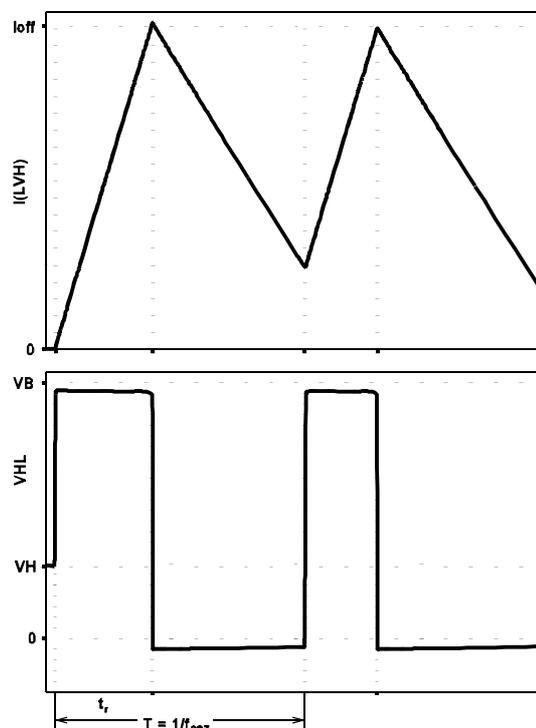


Bild 3: nichtlückender Betrieb

### SCHALTWANDLER: nichtlückender Betrieb

Wird die Induktivität mit dem nächsten Taktsignal nachgeladen, bevor sich der Spulenstrom freigelaufen hat, entsteht keine Stromlücke. Dieser "nichtlückende Betrieb" (Bild 3) 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 Schwebungen hörbar äußern.

### 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  $V_B \approx 7.6V$  gewährleistet. Die maximale Stromfähigkeit ist dann jedoch vom Innenwiderstand der Spule sowie der Versorgungsspannung  $V_B$  abhängig. Der Übergang vom Wandlerbetrieb zum dauernd eingeschaltetem 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.  $22\mu F$ ).

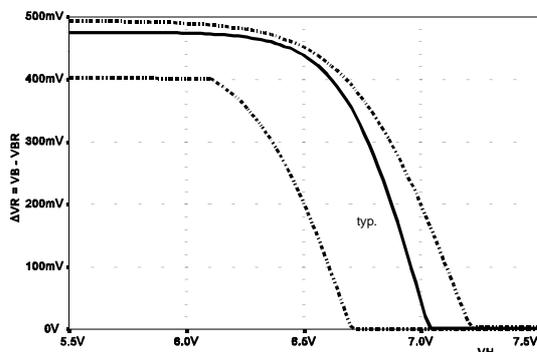


Bild 4: Regelkurve  $\Delta V_R = f(V_H)$

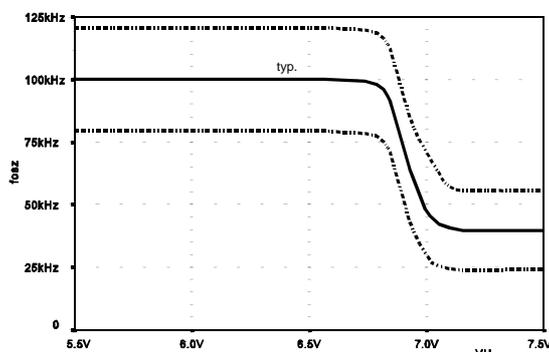


Bild 5: Oszillatorfrequenz

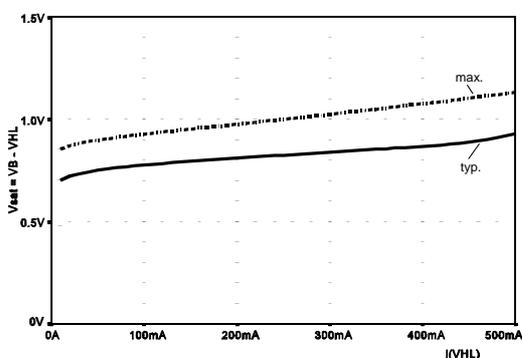


Bild 6: Sättigungssp. des Schalttransistors

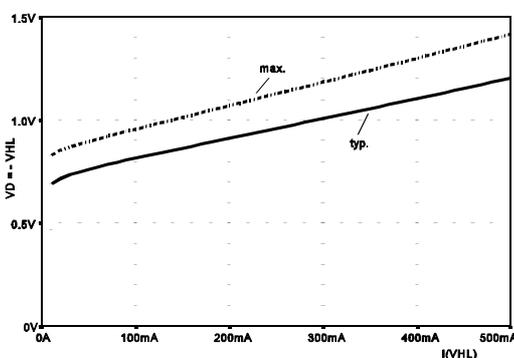


Bild 7: Flußspannung der Freilaufdiode

### 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 Ausgangsspannungen  $V_{CC}$  bzw.  $V_{CCA}$  betragen konstant  $5.0V \pm 5\%$ . Die Störspannungsunterdrückung für die Ausgangsspannungen ist am besten, wenn  $V_H$  auch dynamisch nicht kleiner als  $6.0V$  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 Chiptemperatur wieder freigegeben. Solange der Wandler abgeschaltet ist, wird dies durch  $NER=low$  angezeigt.

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

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

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  $I_{off}=2 \times I_{Lmax}(VH)$  hin. Aus Gleichung (1) folgt:

$$L_{VHmax} = \frac{T_{min.}}{2 \cdot I_{Lmax}(VH)} \cdot \frac{1}{\frac{1}{VB_{min.} - V_{sat} - VH} + \frac{1}{VH + V_D}}$$

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

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

Mit dieser Information läßt sich der Meßwiderstand  $R_{VB}$  dimensionieren,  $\Delta V_{Rmax}$  kann Bild 4 entnommen werden:

$$R_{VB} = \frac{\Delta V_{Rmax}}{I_{offmax}}$$

### BEISPIEL

Vorgegeben sind: VB= 18V .. 30V,  $I_{Lmax} = 100mA$ ;

Die maximale Induktivität kann man abschätzen zu:

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

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

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

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

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 (Demo-Board). Für maximale Leistung über den gesamten Spezifikationsbereich ist die im Blockschaltbild aufgeführte Dimensionierung ( $L_{VH}=220\mu H$ ,  $R_{VB}=1\Omega$ ) 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 (\*).

Zusätzliche Störungen kann das Ausschwingen der Spannung an VHL verursachen, wenn der Spulenstrom zu Null wird (Bild 2). 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 der Ripple der Zwischenspannung  $V_{\text{H}}$  durch die nachgeschalteten Längsregler nicht auf die Ausgangsspannungen  $V_{\text{CC}}$  und  $V_{\text{CCA}}$  auswirkt, genügt ein kleiner Kapazitätswert ohne besondere Forderungen an den Innenwiderstand. Eine Kombination von Elektrolyt- und Keramikkondensator (z.B.  $4.7\mu\text{F}/100\text{nF}$ ) ist empfehlenswert. Vor dem Einsatz von Tantalkondensatoren muß geprüft werden, ob diese für die am Pin  $V_{\text{H}}$  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 Ausgänge unbelastet, so kann dessen Kondensator entfallen.

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

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

### 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  $V_{\text{B}}$  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  $V_{\text{H}}$  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  $V_{\text{B}}$  sind so nahe wie möglich an den Pins  $V_{\text{B}}$  und GND anzuordnen. Die Kondensatoren für die Ausgänge  $V_{\text{CC}}$  und  $V_{\text{CCA}}$  sollten direkt an den Verbrauchern platziert sein, um auch Störungen abzublocken, die über die Zuleitung zum Verbraucher eingekoppelt werden. Die Leiterbahn zwischen  $V_{\text{B}}$ , dem Meßwiderstand  $R_{\text{VB}}$  und  $V_{\text{BR}}$  sollte niederohmig sein, da Spannungsabfälle in den Zuleitungen die effektive Größe des Strommeßwiderstandes verändern und den maximalen Abschaltstrom verringern.

Ein wesentlicher Teil der im iC-WD umgesetzten Verlustleistung wird über die Pins abgeführt. Deshalb sind zur Wärmeabfuhr großflächige Leiterbahnen günstig. Zu beachten sind bei der Auslegung noch Aspekte der automatischen Bestückung und der Lötbarkeit. Das im WD-Demo-Board realisierte Layout kann als Vorlage für geeignete Platinenentwürfe dienen.

### DEMO-BOARD

Der Baustein iC-WD wird mit einem Demo-Board zu Testzwecken bemustert. Die folgenden Bilder zeigen die Schaltung sowie die Ober- und Unterseite der Testplatine.

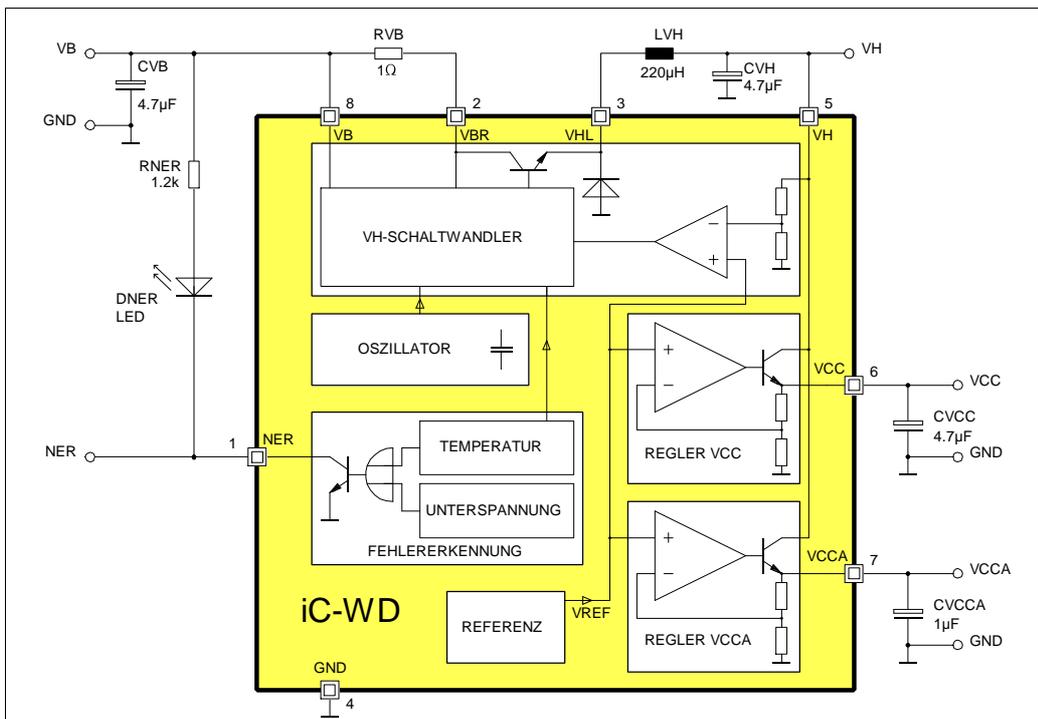


Bild 8: Schaltplan des Demo-Boards

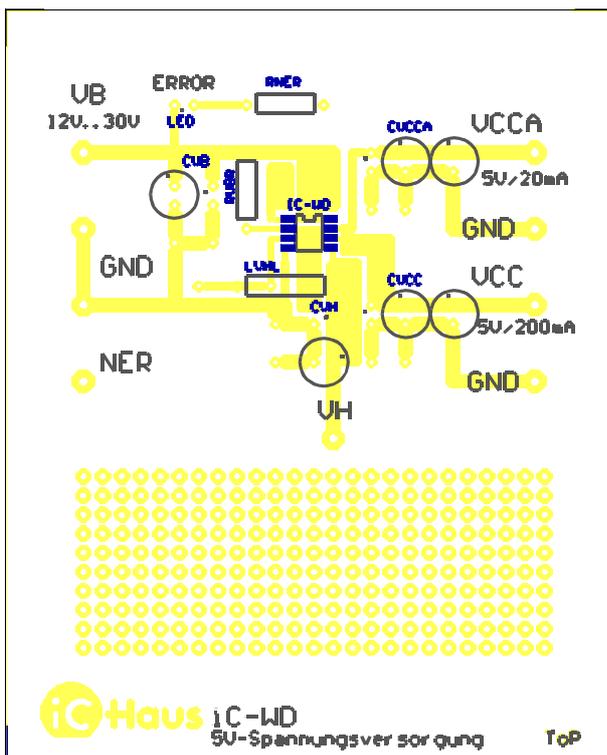


Bild 9: Demo-Board (Bestückungsseite)

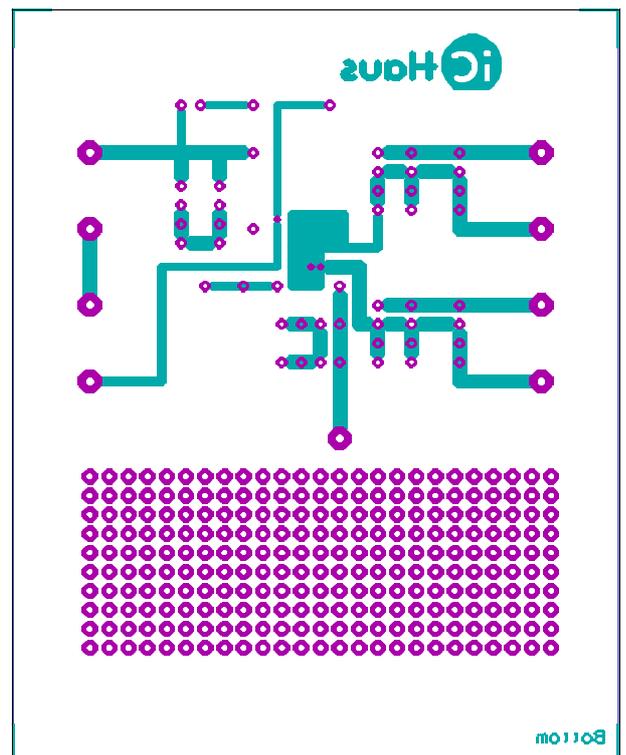


Bild 10: Demo-Board (Lötseite)

### GRENZWERTE

(keine Zerstörung, Funktion nicht garantiert)

Kenn Nr.	Formel- zeichen	Benennung	Bedingungen	Bild			Einh.
					Min.	Max.	
G1	VB	Versorgungsspannung			-0.3	31	V
G2	V(VBR)	Spannung an VBR			-0.3	31	V
G3	I(VHL)	Strom in VHL	Pulsdauer $\leq 50\mu\text{s}$		-800	800	mA
G4	V(VH)	Spannung an VH			-0.3	8	V
G5	I(VCC)	Strom in VCC			-500	4	mA
G6	I(VCCA)	Strom in VCCA			-100	4	mA
G7	V(NER)	Spannung an NER			-0.3	31	V
EG1	Vd()	ESD-Prüfspannung, an allen Pins	MIL-STD-883, Methode 3015, HBM 100pF entladen über 1.5k $\Omega$			2	kV
TG1	Tj	Chip-Temperatur			-40	150	°C
TG2	Ts	Lagertemperatur			-40	150	°C

### THERMISCHE DATEN

Betriebsbedingungen:  $V_B = 8..30\text{V}$ ,  $L_{VH} = 220\mu\text{H}$ ,  $R_i(L_{VH}) < 2\Omega$ ,  $C_{VH} = 4.7\mu\text{F}$ ,  $R_{VB} = 1\Omega$

Kenn Nr.	Formel- zeichen	Benennung	Bedingungen	Bild				Einh.
					Min.	Typ.	Max.	
T1	Ta	zulässiger Umgebungstemperaturbereich (erweiterter Temperaturbereich auf Anfrage)			-25		70	°C
T2	Rthja	Thermischer Widerstand Chip / Umgebung					170	K/W
T3	Rthja	Thermischer Widerstand Chip / Umgebung	SMD-Montage, mit ca. 3cm <sup>2</sup> Kühlflächen (s. Demo-Board)				100	K/W







**BESTELL-HINWEISE**

Typ	Gehäuse	Bestellbezeichnung
iC-WD WD Demo-Board	SO8 -	iC-WD-SO8 WD Demo-Board

Auskünfte über Preise, Liefertermine, Liefermöglichkeiten anderer Gehäuseformen usw. erteilt

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

**Tel. 06135-9292-0**  
**Fax 06135-9292-192**