

iC-WD, iC-WDS

ABWÄRTSWANDLER MIT 5V-LÄNGSREGLERN



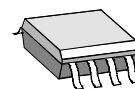
EIGENSCHAFTEN

- ◆ Eingangsspannung 8..30(36)V_{dc}
- ◆ Abwärtswandler mit hohem Wirkungsgrad
- ◆ Schalttransistor und Freilaufdiode integriert
- ◆ Einstellung des Wandler-Abschaltstroms mit externem Widerstand
- ◆ Integrierter 100kHz Oszillator ohne externe Komponenten
- ◆ Interne Referenzspannung
- ◆ Zwei nachgeschaltete 5V-Längsregler mit 200mA/25mA Ausgangsstrom
- ◆ Geringe Restwelligkeit mit kleinen Kapazitäten im µF-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
- ◇ Option: erweiterter Temperaturbereich von -40..85°C
- ◇ **iC-WDS** für Eingangsspannungen bis 36V_{dc}

ANWENDUNGEN

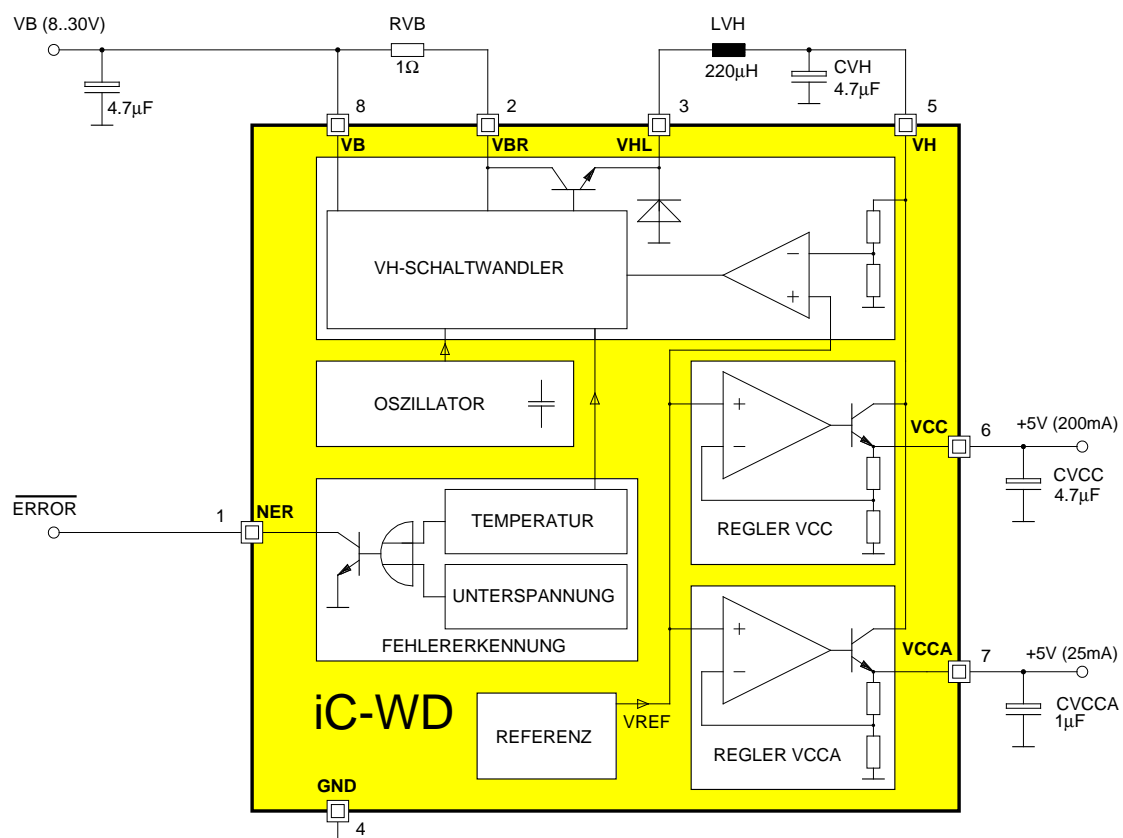
- ◆ 5V-Spannungsversorgung aus dem 24V-Industriernetz

GEHÄUSE



SO8

BLOCKSCHALTBIKD



KURZBESCHREIBUNG

Der iC-WD/WDS ist ein monolithischer Schaltwandler mit zwei nachgeschalteten 5V-Längsreglern. Durch den hohen Wirkungsgrad des Abwärtswandlers für einen Eingangsspannungsbereich von 8V..30V(36V) bietet sich der iC-WD/WDS 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.

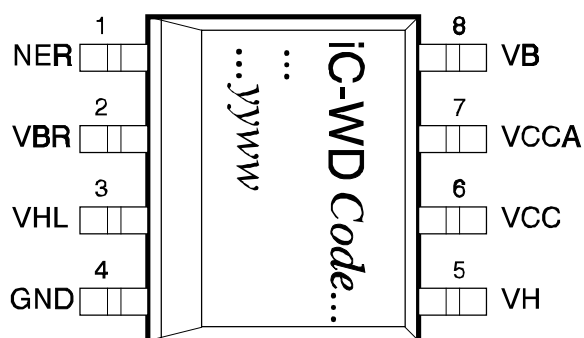
Die nachgeschalteten Längsregler haben auch mit vergleichsweise kleinen Glättungskondensatoren im μF -Bereich nur eine geringe Restwelligkeit. Die Ausgangsspannungen sind auf eine interne Referenz bezogen und mit $5\text{V} \pm 5\%$ im gesamten Arbeits- und Temperaturbereich spezifiziert.

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

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

GRENZWERTE

Keine Zerstörung, Funktion nicht garantiert.

Kenn Nr.	Formelzeichen	Benennung	Bedingungen	Bild			Einh.
					Min.	Max.	
G001	VB	Versorgungsspannung			-0.3	31	V
G002	V(VBR)	Spannung an VBR			-0.3	31	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	31	V
E001	Vd()	ESD-Prüfspannung, an allen Pins	MIL-STD-883, Methode 3015, HBM 100pF entladen über 1.5k Ω			2	kV
TG1	Tj	Chip-Temperatur			-40	150	°C
TG2	Ts	Lagertemperatur			-40	150	°C
iC-WDS 36V-Version							
Es gelten die Grenzwerte für iC-WD mit folgenden Ersetzungen:							
G001	VB	Versorgungsspannung			-0.3	38	V
G002	V(VBR)	Spannung an VBR			-0.3	38	V
G007	V(NER)	Spannung an NER			-0.3	38	V

THERMISCHE DATEN

Betriebsbedingungen: VB= 8..30V (iC-WDS: VB= 8..36V), L_{VH} = 220 μH , $R_i(L_{VH}) < 2\Omega$, C_{VH} = 4.7 μF , R_{VB} = 1 Ω

Kenn Nr.	Formelzeichen	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 ² Kühlflächen (siehe Demo-Board)				100	K/W

iC-WD, iC-WDS

ABWÄRTSWANDLER MIT 5V-LÄNGSREGLERN



Ausgabe A0, Seite 4/12

KENNDATEN

Betriebsbedingungen: $V_B = 8..30V$ (iC-WDS: $V_B = 8..36V$)
 $L_{VH} = 220\mu H$, $R_i(L_{VH}) < 2\Omega$, $C_{VH} = 4.7\mu F$, $R_{VB} = 1\Omega$, $T_j = -40..125^\circ C$, wenn nicht anders angegeben

Kenn Nr.	Formelzeichen	Benennung	Bedingungen	Tj °C	Bild				Einh.
						Min.	Typ.	Max.	
Allgemeines									
001	VB	Zulässige Versorgungsspannung				8		30	V
Längsregler VCC (5V/200mA)									
101	VCCnom	Ausgangsspannung	I(VCC)= -200..0mA			4.75	5.00	5.25	V
102	I(VCC)	Zulässiger Laststrom				-200		0	mA
103	C _{VCC}	Min. Ausgangskapazität für Stabilität				4.7			μF
104	VCCrip	Restwelligkeit	Demo-Board: I(VCC)= -200mA, I(VCCA)= -20mA	27	8		35		mVss
Längsregler VCCA (5V/25mA)									
201	VCCAnom	Ausgangsspannung	I(VCCA)= -25..0mA			4.75	5.00	5.25	V
202	I(VCCA)	Zulässiger Laststrom				-25		0	mA
203	C _{VCCA}	Min. Ausgangskapazität für Stabilität				1			μF
204	VCCArip	Restwelligkeit	Demo-Board: I(VCC)= -200mA, I(VCCA)= -20mA	27	8		30		mVss
Schaltwandler VB, VBR, VHL, VH									
301	I0(VB)	Ruhestrom in VB	I(VCC)= 0, I(VCCA)= 0; VB= 12V VB= 24V VB= 30V	27 27 27			4.5 3.0 2.5		mA mA mA
302	I(VB)	Strom in VB bei Teillast	I(VCC)+I(VCCA)= -100mA; VB= 12V VB= 24V VB= 30V	27 27 27			72 37 30		mA mA mA
303	I(VB)	Strom in VB bei Vollast	I(VCC)+I(VCCA)= -200mA; VB= 12V VB= 24V VB= 30V	27 27 27			132 69 55		mA mA mA
304	C _{VH}	Ladekondensator an VH				4.7			μF
305	R(C _{VH})	Serienwiderstand von C _{VH} für Stabilität						12	Ω
306	f0(VHL)	Schaltwandlerfrequenz ohne Last	I(VCC)= 0, I(VCCA)= 0			20			kHz
307	fl(VHL)	Schaltwandlerfrequenz unter Last	I(VCC)+I(VCCA)= -200mA	27		70	90	120	kHz kHz
308	V0(VH)	Leerlaufspannung VH	I(VCC)= 0, I(VCCA)= 0, VB= 30V	27			7	7.5	V V
309	VI(VH)	Spannung VH unter Last	I(VCC)+I(VCCA)= -200mA, VB= 8V	27		6	6.3		V V
310	I _{off}	Max. Abschaltstrom in VHL	VH < VI(VH), R _{VB} = 1Ω			-500	-460	-400	mA
Fehlererkennung NER									
401	Toff	Abschalttemperatur				130		150	°C
402	Thys	Temperaturhysterese				3		15	°C
403	ΔVCC ΔVCCA	Relative Unterspannungsschwelle an VCC, VCCA	ΔVCC= VCCnom -VCCoff, ΔVCCA= VCCAnom -VCCAoff			200	400	600	mV
404	VCChys VCCAhys	Hysterese für Unterspannung				100		350	mV

iC-WD, iC-WDS

ABWÄRTSWANDLER MIT 5V-LÄNGSREGLERN



Ausgabe A0, Seite 5/12

KENNDATEN

Betriebsbedingungen: $V_B = 8..30V$ (iC-WDS: $V_B = 8..36V$)

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

Kenn Nr.	Formelzeichen	Benennung	Bedingungen	Tj °C	Bild				Einh.
						Min.	Typ.	Max.	
Fehlererkennung NER (Fortsetzung)									
405	Vs(NER)	Sättigungsspannung I_o an NER	$I(NER) = 5mA$					0.7	V
406	Isc(NER)	Kurzschlußstrom I_o in NER	$V(NER) = 1..30V$	-40 27 70 125		5	15 12 10 8	21	mA mA mA mA
407	I0(NER)	Reststrom in NER	NER= aus, $V(NER) = 0..30V$			0		10	μA
iC-WDS 36V-Version									
Es gelten die Kennwerte für iC-WD mit folgenden Ersetzungen:									
001	V _B	Zulässige Versorgungsspannung				8		36	V
308	V0(VH)	Leerlaufspannung VH	$I(VCC) = 0$, $I(VCCA) = 0$, $V_B = 36V$					7.5	V
406	Isc(NER)	Kurzschlußstrom I_o in NER	$V(NER) = 1..36V$			5		21	mA
407	I0(NER)	Reststrom in NER	NER= aus, $V(NER) = 0..36V$			0		10	μA

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.

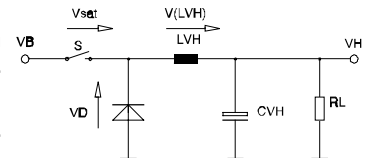


Bild 1: Funktionsprinzip

Öffnet der Schalter, fließt der Strom über die Diode durch die Spule weiter; ihr Energieinhalt wird an den Kondensator und die Last abgegeben.

Das Blockschaltbild auf Seite 1 zeigt den iC-WD/WDS 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 ΔV_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/WDS 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 ohne Belastung an VCC, VCCA (Leerlauf)

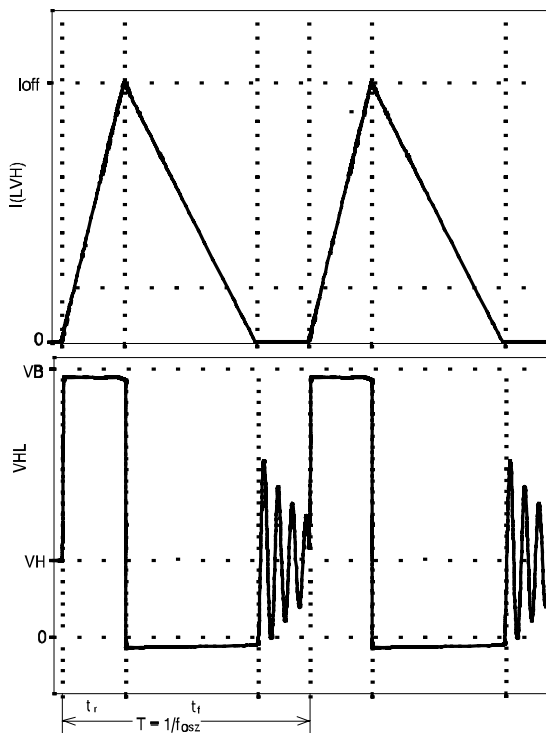


Bild 2: lückender Betrieb

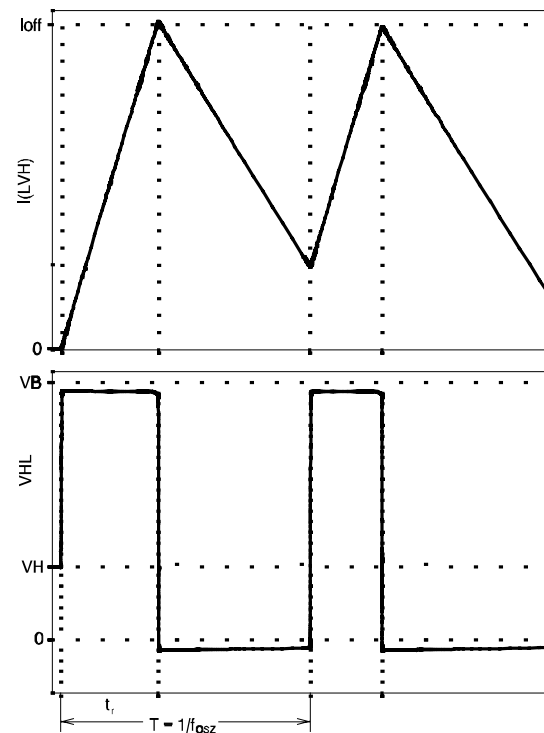


Bild 3: nichtlückender Betrieb

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/WDS 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. $22\mu F$).

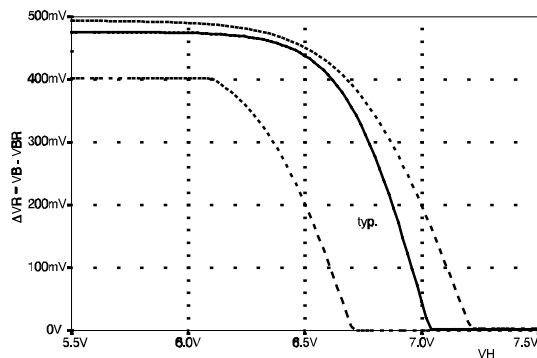


Bild 4: Regelkurve $\Delta V_R = f(V_H)$

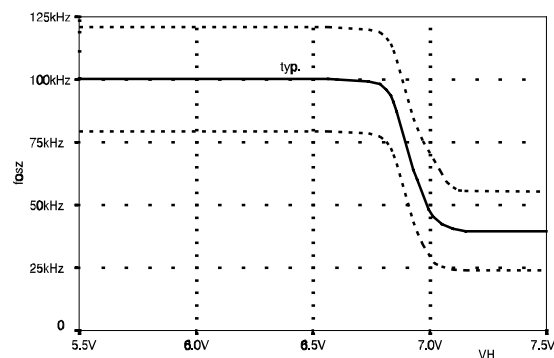


Bild 5: Oszillatorfrequenz

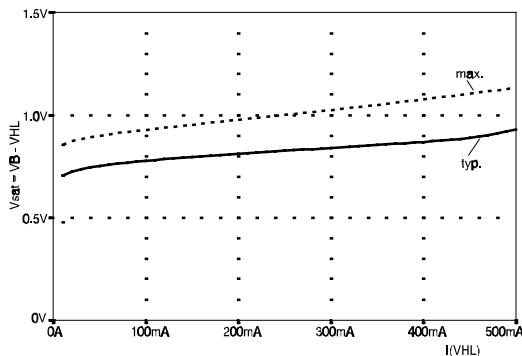


Bild 6: Sättigungssp. des Schaltransistors

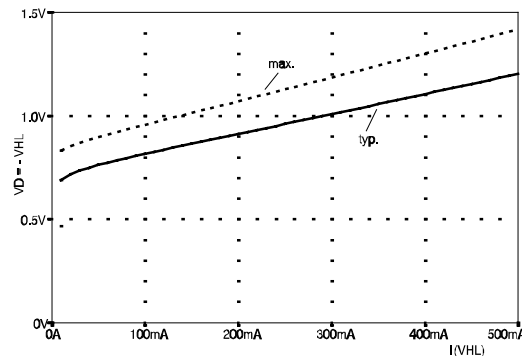


Bild 7: Flußspannung der Freilaufdiode

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 $NER = I_0$ angezeigt.

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

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

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:

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

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

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

BEISPIEL

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

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

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

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 μH 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_{VH} ist unproblematisch. Da sich der Ripple der Zwischenspannung V_{H} durch die nachgeschalteten Längsregler nicht auf die Ausgangsspannungen V_{CC} und V_{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_{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_{VCC} und C_{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_{B} auf die Ausgangsspannungen V_{CC} und V_{CCA} zu vermeiden, ist ein Abblocken unmittelbar am Pin V_{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/WDS. Eine gemeinsame Zuführung von GND der Versorgung V_{B} und vom Fußpunkt des Kondensators C_{VH} zum Sternpunkt ist jedoch möglich und unkritisch. Der Kondensator C_{VH} sollte sich aber sehr nahe am Pin V_{H} befinden. Um das Ausschwingen am offenen Ende der Spule (Pin V_{H}) klein zu halten, sollte diese Verbindung kapazitätsarm, d.h. kurz sein.

Die Abblockkondensatoren der Versorgung V_{B} sind so nahe wie möglich an den Pins V_{B} und GND anzuordnen. Die Kondensatoren für die Ausgänge V_{CC} und V_{CCA} sollten direkt an den Verbrauchern plaziert sein, um auch Störungen abzublocken, die über die Zuleitung zum Verbraucher eingekoppelt werden. Die Leiterbahn zwischen V_{B} , dem Meßwiderstand R_{VB} und V_{B} 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/WDS 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.

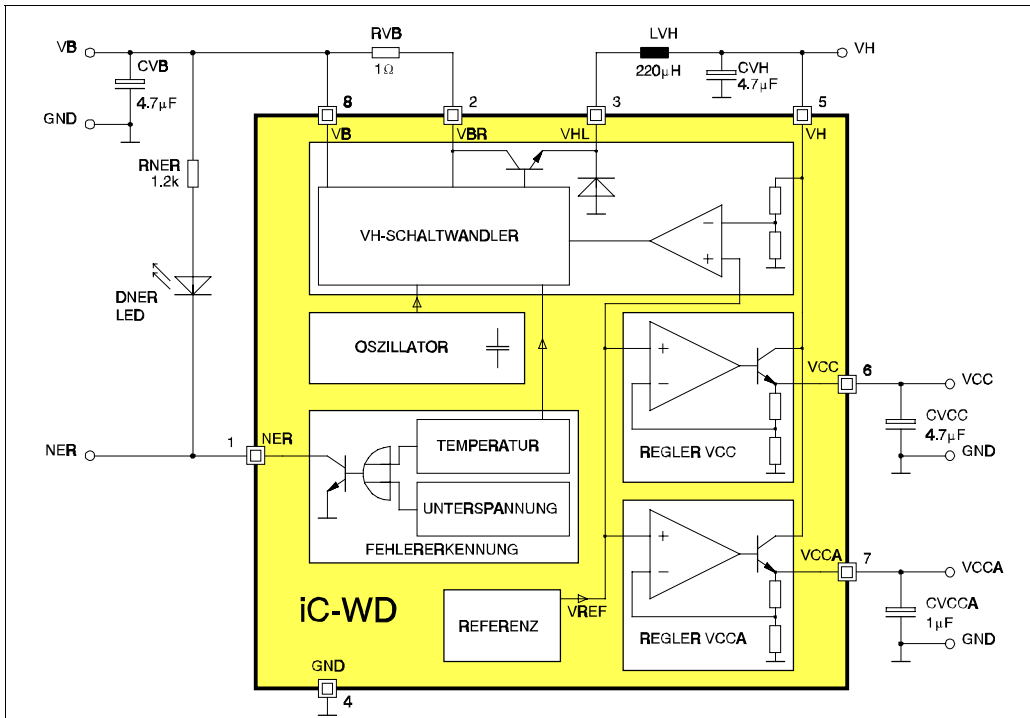


Bild 8: Schaltplan des Demo-Boards

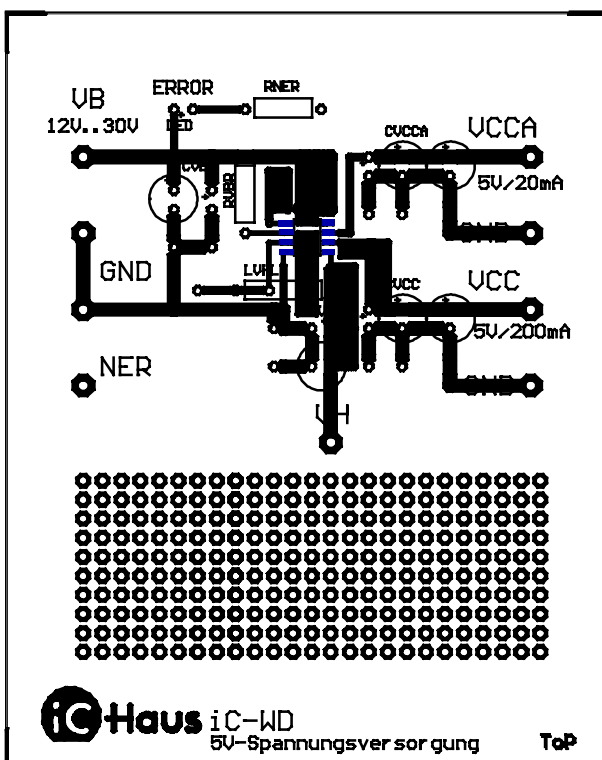


Bild 9: Demo-Board (Bestückungsseite)

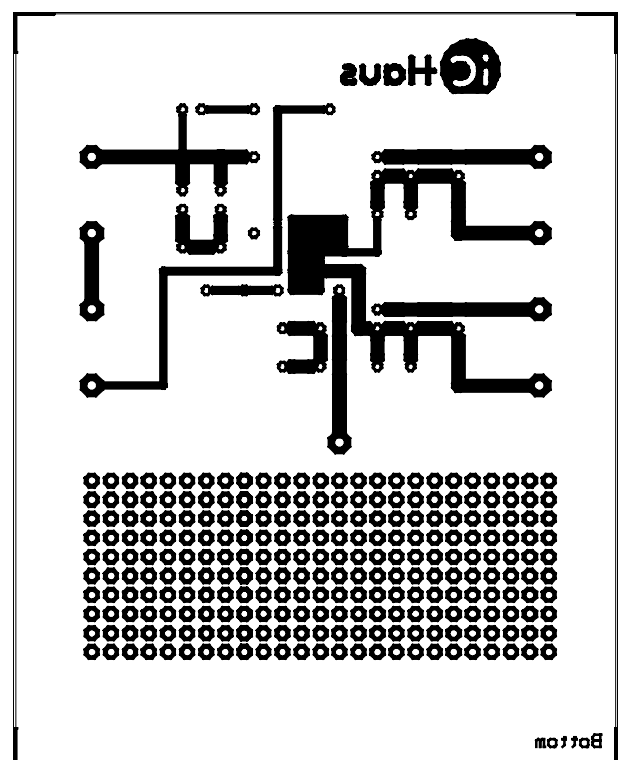


Bild 10: Demo-Board (Lötseite)

BESTELL-HINWEISE

Typ	Gehäuse	Bestellbezeichnung
iC-WD	SO8	iC-WD-SO8
iC-WDS	SO8	iC-WDS-SO8
WD Demo-Board	-	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
<http://www.ichaus.com>

Die vorliegende Spezifikation betrifft ein neuentwickeltes Produkt. iC-Haus behält sich daher das Recht vor, Daten ohne weitere Ankündigung zu ändern. Setzen Sie sich gegebenenfalls mit uns in Verbindung, um die aktuellen Daten zu erfragen. Die angegebenen Daten dienen allein der Produktbeschreibung und sind nicht als zugesicherte Eigenschaft im Rechtssinn aufzufassen. Etwaige Schadensersatzansprüche gegen uns - gleich aus welchem Rechtsgrund - sind ausgeschlossen, soweit uns nicht Vorsatz oder grobe Fahrlässigkeit trifft. Wir übernehmen keine Gewähr dafür, daß die angegebenen Schaltungen oder Verfahren frei von Schutzrechten Dritter sind. Ein Nachdruck - auch auszugsweise - ist nur mit Zustimmung des Herausgebers und mit genauer Quellenangabe zulässig.