Brückengleichrichter, Berechnungsgrundlagen

1 Spannungen

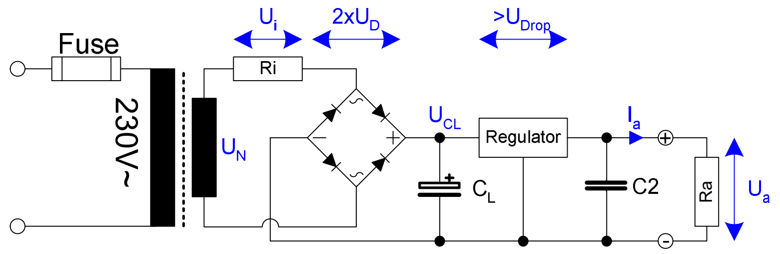

Abb. 1.1: Brückengleichrichter mit Spannungsregler.

Als vertrauenswürdige Quelle dient hier zunächst meine "Rote Elektroniker-Bibel" von Tietze und Schenk, 5. Auflage von 1980, inzwischen in der 16. Auflage von 2019 [1] erhältlich. Die nachfolgenden Formeln aus dem Kapitel "Stromversorgung" wurden im zugehörigen Excel-Sheet umgesetzt. Tietze-Schenk betrachtet die Gleichrichteranordnung nur bis einschließlich C_L. Der Lastwiderstand parallel zu C_L heißt dort R_v. In Abb. 1.1 wird R_v durch den mit R_a belasteten Spannungsregler nachgebildet.

U_N Sekundärspannung bei Nennbelastung (Veff)
R_i Innenwiderstand der Sekundärwicklung

Der Innenwiderstand R_i hat bei Nennlast einen Spannungsabfall U_i zur Folge. Ohne Last gibt die Sekundärwicklung eine Leerlaufspannung $U_L = U_N + U_i$ ab. Dieser Umstand wird durch den **Verlustfaktor f_V** gekennzeichnet.

(1.1a) $$f_v = \frac{U_L}{U_N}$$, Verlustfaktor

(1.1b) $$U_L = U_N f_v$$, Leerlaufspannung (Veff)

Der **Innenwiderstand der Sekundärwicklung** wird damit, I_N = Nominalstrom

(1.2) $$R_i = \frac{U_N(f_v - 1)}{I_N}$$

Beispiel: Trafo VC 10/1/9, Fa. Block, Reichelt EI 48/16,8 109
P_N = 10VA, U_N = 9Veff, I_N = 1,111A, Leerlaufspannung U_L = 12Veff (Angabe Reichelt)
Datenblatt: Verlustfaktor f_V = 1,25.

Mit (1.1a) ergibt sich ein Verlustfaktor f_V = 12 / 9 = 1,33. Das Datenblatt gibt f_V = 1,25 an. Im Folgenden wird der in Datenblättern angegebene Wert als richtiger zur Verwendung in (1.2) angesehen.

Im Leerlauf, ohne Last, wird der Ladekondensator C_L auf den Spitzenwert der Leerlaufspannung abzüglich der doppelten Dioden-Schleusenspannung aufgeladen. Es sind immer zwei Dioden in Serie aktiv. Die resultierende **Ladespannung <u>ohne</u> Last am Ladekondensator** C_L und somit die **minimale Spannungsfestigkeit von C_L** ist also (ohne Berücksichtigung möglicher Netzspannungs-schwankungen um bis zu ± 10%):

(1.3) $$U_{CL\,0} = \sqrt{2}\, U_N\, f_v - 2U_D$$

Tietze-Schenk berücksichtigt die Netzspannungstoleranz nicht. Im beiliegenden Excel-Sheet wird sie als δU (%) verrechnet, und zwar

1. zur Berechnung der **minimal dem Spannungsregler zur Verfügung stehenden Spannung $U_{CL\infty}$** in Gleichung (1.4) mit dem <u>unteren</u> Toleranzwert, bei δU=10% also mit Faktor 0,9

   (1.3a) $$U_{CL\,0} = \sqrt{2}\,U_N(1 - \frac{\delta U}{100})\,f_v - 2U_D$$

2. und zur Bestimmung der **minimalen Spannungsfestigkeit des Ladekondensators C_L** mit dem <u>oberen</u> Toleranzwert, bei δU=10% also mit Faktor 1,1

   (1.3b) $$U_{CL\,0} = \sqrt{2}\,U_N(1 + \frac{\delta U}{100})\,f_v - 2U_D$$

Mit Last wird die Sache kompliziert. Im Bereich der aktuellen Spitzenspannung wird der Ladekondensator C_L über eine kurze Zeitspanne vom Transformator aufgeladen, solange die Sekundär-Wechselspannung die aktuelle Kondensatorspannung um $2{*}U_D$ übersteigt. In der restlichen Zeit wird der Kondensator über die Last entladen, ist also alleiniger Energielieferant. Die Frage ist nur, wie sich Lade- und die Entladezeit über eine halbe Sinusperiode aufteilen und wieviel Strom der Transformator während der Ladezeit liefern kann sowie der Kondensator während der restlichen Zeit über die Last entladen wird. Ergebnis ist auf alle Fälle eine pulsierende Gleichspannung mit einer Brummkomponente (Ripple).

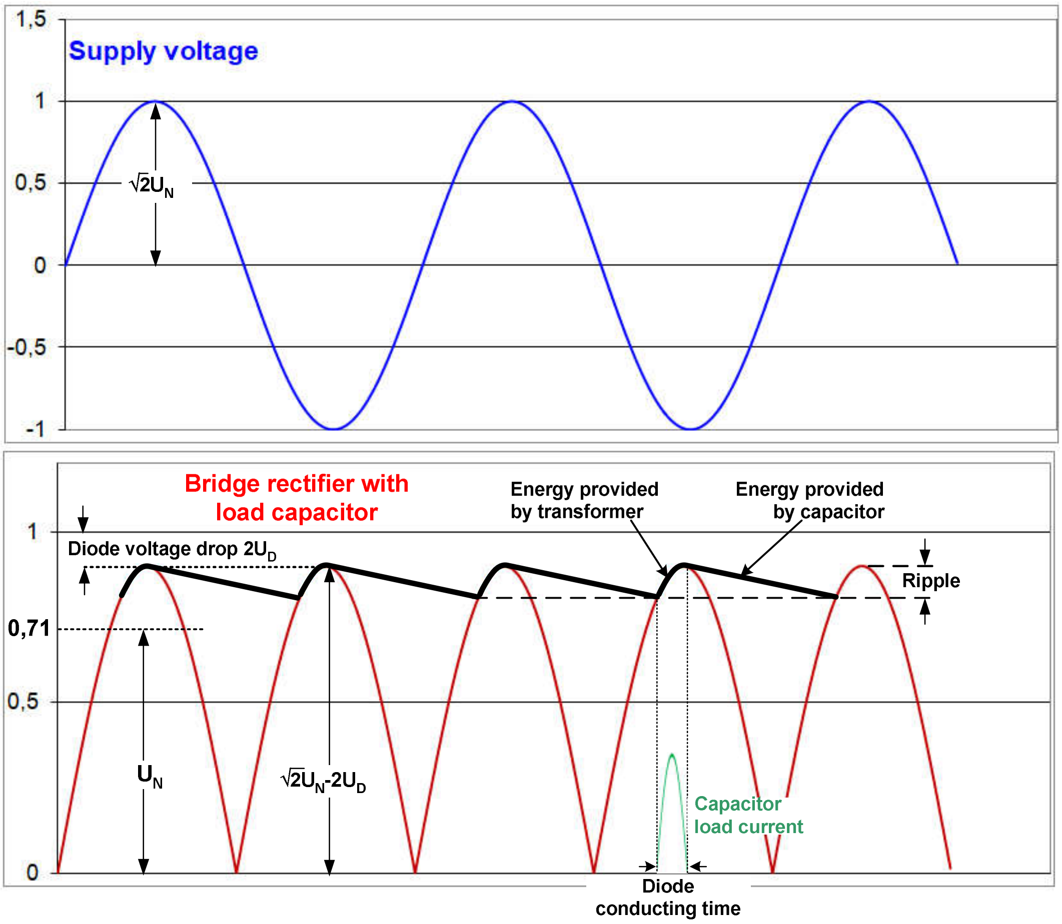

Abb. 1.2: Brückengleichrichter, Spannungsverlauf.

Eine offenbar komplizierte, im Tietze-Schenk nicht gezeigte Approximationsrechnung, bei der zunächst die Kapazität von C_L unendlich groß für eine Gleichspannung ohne Ripple gewählt wurde, daher der Index ∞, liefert aus der Bedingung, dass im Gleichgewichtszustand die vom Transformator zugeführte Ladung gleich der von der Last entnommenen Ladung sein muss, die **Ladespannung mit Last am Ladekondensator C_L**.

(1.4) $$U_{CL\,\infty} \approx U_{CL\,0}(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2R_v}})$$, R_v=Lastwiderstand

(1.5) mit $R_v = \frac{U_{CL\,\infty}}{I_a}$, I_a=Laststrom

In dieser Gleichung (1.4) ergibt sich aber ein Zirkelschluss: R_v unter der Wurzel in der Gleichung (1.4) für $U_{CL}\infty$ ist nun seinerseits in (1.5) über mit $U_{CL}\infty/I_a$ definiert. Wie soll das gehen?

Für die Berechnung der Schaltung nach Abb. 1.1 mit dem Excel-Sheet stellt R_v den belasteten Spannungsregler dar. Mit
I_a = Laststrom aus dem Regler,
I_R = Eigenverbrauch des Reglers, ca. 5…10mA, und
U_a = Ausgangsspannung des Reglers ist der **Lastwiderstand R_v an C_L**

(1.6) $R_v = \frac{U_a}{I_a + I_R}$

Nachdem alle Daten auf dem Tisch liegen, ist es ratsam, die tatsächlich dem Transformator entnommene **Gleichstromleistung** mit dessen Nennleistung zu vergleichen. Sie setzt sich zusammen aus der entnommenen Leistung $I_a\,U_{CL}\infty$ und der Verlustleistung im Gleichrichter $2I_aU_D$.

(1.7) $P_{N\,DC} = \alpha I_a (U_{CL\,\infty} + 2U_D)$, mit α= Formfaktor für Effektivwert

Der Formfaktor α berücksichtigt die Umsetzung des höheren Effektivwertes der Wechselspannung in den niedrigeren Mittelwert der pulsierenden Gleichspannung. Für eine Zweiweggleichrichtung ist $\alpha \approx 1{,}2$. Wenn $P_{N\,DC}$ der Nennleistung des Transformators zu nahe kommt, wird es zweckmäßig sein, mit einem etwas größeren α zu rechnen und ggf. den nächst größeren Transformator zu wählen. Etwas überdimensionieren kann nie schaden, wenn man auf der sicheren Seite bleiben will. Diese Rechnungen beruhen auf Annahmen und Näherungen, die bei knapper Bemessung auch etwas daneben liegen können.

2 Gleichrichterdioden

Wegen der Erhaltung der Ladungen (Aufladung und Entladung von C_L) ist der mittlere Durchlassstrom durch jeden Brückenzweig gleich dem halben Ausgangsstrom. Wird die Schleusenspannung U_D der Dioden im vorgesehenen Laststrombereich als konstant angesehen, ergibt sich die **mittlere Verlustleistung einer Diode**

(2.1) $P_D = \frac{1}{2} U_D I_a$, U_D = Dioden-Schleusenspannung

Während der o.g. Aufladezeit des Ladekondensators treten Spitzenströme I_{DS} auf, die wesentlich größer als der entnommene Laststrom I_a sind. Der **Dioden-Spitzenstrom** ist

(2.2) $I_{DS} = \frac{U_{CL\,0} - U_{CL\,\infty}}{R_i}$

Mit Gleichung (1.4) wird

(2.3) $I_{DS} = \frac{U_{CL\,0}}{\sqrt{2R_iR_v}}$

Der Innenwiderstand R_i der Sekundärwicklung beeinflusst maßgeblich den Spitzenstrom durch die Dioden. Bei großen Transformatoren mit geringem Innenwiderstand muss ggf. ein Serienwiderstand in eine Zuleitung vor dem Gleichrichter zur Strombegrenzung eingefügt werden. Das Datenblatt des jeweiligen Brückengleichrichters kann auch Auskunft geben.

Neben der Strombelastbarkeit spielt auch die Spannungsfestigkeit des Brückengleichrichters bei Betrieb mit einem Ladekondensator eine Rolle. Hier ist die mögliche Netzspannungsschwankung von bis zu +10% beachten. Die **Spitzensperrspannung** URRM (Reverse Recovery Max) ergibt sich damit zu

(2.4) $$U_{RRM} = 2\sqrt{2} * 1{,}1\ U_N$$

Sie ist die Summe aus der "normalen" AC-Spitzenspannung -√2 Ueff während der negativen Halbwelle und der maximalen Spannung +√2 Ueff am Ladekondensator, also die Spitze-Spitze-Spannung (Vpp) mit Faktor 2.

Brückengleichrichter sind oft so gekennzeichnet, z.B.: **B40 C1500 (2300)**.

B40 heißt	Brückengleichrichter für bis zu 40V AC effektiv (RMS)
C heißt	Ausgelegt für eine Last mit Ladekondensator
1500	Nennstrom 1500 mA ohne Kühlung
2300	Dauergrenzstrom 2300 mA mit Kühlung, Kühlblech 300 cm^2

Im Datenblatt sind meist noch maximale Kondensatorkapazität und Strombegrenzungswiderstand aufgeführt.

3 Ladekondensator und Brummspannung

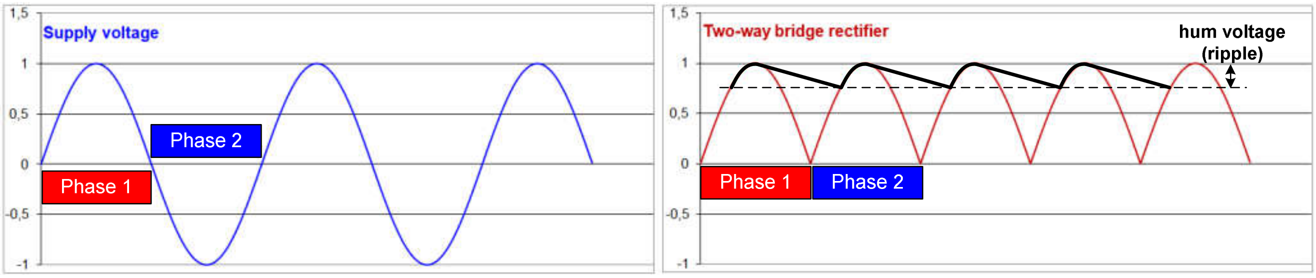

Abb. 3.1: Brückengleichrichter, Spannungsverlauf qualitativ.

Bei üblichen Ladekondensatoren von 1.000 oder einigen 1.000µF tritt infolge der periodischen Lade- und Entladevorgänge eine Brummspannung auf. Sie ergibt sich unmittelbar aus der Definition der Kapazität. Die Kapazität in Farad [F] ist definiert als

(3.1) $$C = I\frac{\Delta t}{\Delta U}\ [F] = [\frac{Asec}{V}]$$

Wenn ein Kondensator eine Sekunde lang mit einer Spannung von 1 Volt aufgeladen wird und dabei ein Strom von 1 Ampere fließt, hat er eine Kapazität von einem Farad = 10^{-6} µF. Das gilt entsprechend für eine Entladung. Das ΔU ist die als Spannungsdifferenz auftretende **Brummspannung** über eine Entladezeit Δt (nachfolgend t_E).

(3.2a) $$U_{BR\,SS} = \frac{I_a t_E}{C_L}$$. t_E = Entladezeit [sec], C_L=Kapazität [F]

(3.2b) $$t_E = \frac{U_{BR\,SS} C_L}{I_a}$$

Aus (1.4) für $U_{CL\infty}$ ergibt sich - die Umformung zeigt Tietze-Schenk nicht - die **Entladedauer**

(3.3) $$t_E \approx \frac{T_N}{2}(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2R_v}})$$, $T_N = 1/f_N$ Netzfrequenz Periodendauer

Damit wird die **Brummspannung (peak to peak)**

(3.4) $$U_{BR\,SS} \approx \frac{I_a}{2C_L f_N}(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2R_v}})$$, C_L [F] = 10^{-6} µF

Soll die zulässige Brummspannung vorgegeben werden, ergibt sich aufgelöst nach C_L die Größe des dazu erforderlichen Ladekondensators.

(3.5) $$C_L \approx \frac{I_a}{2U_{BR\,SS}}(1 - \sqrt[4]{\frac{R_i}{2R_v}})$$, C_L [F] = 10^{-6} µF

Um festzustellen, ob die minimale Eingangsspannung für den Regler infolge seiner Drop-Spannung mindestens erreicht wird, ist der **untere Scheitelwert der Brummspannung** von Interesse. Ohne Herleitung, wohl Daumenwert, ergibt sich aus der Ladespannung $U_{CL}\infty$ mit Last am Ladekondensator C_L (1.4) die minimale Eingangsspannung U_{CL} am Regler:

(3.6) $$U_{CL} = U_{a\,min} \approx U_{CL\,\infty} - \frac{2}{3}U_{BR\,SS}$$

Ende der Betrachtung nach Tietze-Schenk.

Im Web findet man öfter diese Pi mal Daumen-Formel für eine erste Näherung

(3.8) $$C_L \approx 0{,}75\frac{I_a}{f_N U_{BR\,SS}}$$, C_L [F] = 10^{-6} µF

Diese Formel ergibt sich zunächst aus der Definition der Kapazität nach (3.1). Dabei wird angenommen, dass die Entladezeit 75% einer halben Schwingungsperiode ist, s. Abb. 3.1. Bei vereinfacht angenommener linearen Entladung reduziert sich damit die Spitzenaufladung um 75%, damit Brummspannung (Ripple) 25%. Bisweilen wird auch mit 80% / 20% Ripple gerechnet.

Die maximal zulässige Brummspannung ergibt sich aus

1. Maximale Ladespannung √2 U_N - $2U_D$
2. Minimale Eingangsspannung am Dreibeinregler $U_{DC\,min}$

Beispiel:

DC-Ausgang mit 7805: 5V / 1A
Dioden-Drop: 1V (mal 2)
Minimal Drop 7805: 2V
Netz-Unterspannung: 90%
Entladeverlust: 75%.

Die dann notwendige Nennspannung des Transformators ergibt sich daraus

(3.9) $$U_N = \frac{1}{0{,}9\sqrt{2}}\left(\frac{U_{DC}+U_{Drop\,7805}}{0{,}75} + 2U_{Drop\,Diode}\right)\ [V_{eff}]$$

Für die o.a. Vorgaben wird U_N = 9,3Veff, bei einem Entladeverlust von 80% wird U_N = 8,9Veff. Nehmen wir also einen Transformator mit U_N = 9Veff (50Hz).

Der Ladekondensator muss nun so gewählt werden, dass er bis zur Minimal-Eingangsspannung des 7805 noch puffert.

$U_{DC\,max} = \sqrt{2} * 9 - 2 = 10{,}7V$ 2V Drop-Spannung der 2 Dioden

$U_{DC\,min} = 5 + 2 = 7V$ 2V minimal Drop-Spannung 7805

$U_{BR\,SS} = 10{,}7 - 7 = 3{,}7V$

$$C_L \approx 0{,}75\frac{I_a}{f_N U_{BR\,SS}} = 0{,}75\frac{1}{50 * 3{,}7} = 0{,}004054F = 4.054\mu F$$

Bei einem Entladefaktor 80%, Ripple 20%, ergäbe sich 4.324µF. 4.700µF würde passen.

Die verbreitete Milchmädchenrechnung 1.000µF pro Ampere ist offensichtlich grober Unfug.

Die doch beträchtliche Brummspannung von 3,7V unterdrückt der 7805 nach Datenblatt mit etwa 70dB, das ergibt ca. 1mV am DC-Ausgang. Alles gut.

Die Frage nach dem Transformator ist damit noch nicht beantwortet. 9V / 1A Nennspannung /-strom, also knapp 10VA, reichen mit Sicherheit nicht. Wenn's noch ein Daumenwert sein darf, 9V x 1A = 9VA x Faktor 1,5 = 13,5VA sollten es mindestens sein. Die nächst größere Type 16VA (9V/1,78A) wäre es dann. Dabei kann die Kapazität des Ladekondensators wiederum vermindert werden, da dieser Trafo mehr Ladestrom liefern kann.

Alternative Berechnungsprogramme in [2] und [3].

4 Spannungsregler und Kühlkörper

Die Auswahl des Spannungsreglers ergibt sich unmittelbar aus der gewünschten DC-Spannung und aus dem DC-Strom. Wahlweise Festspannung, z.B. 7805, oder regelbar, z.B. LM317. Er muss aber auch noch die Verlustleistung aus der Differenz von Eingangs- und Ausgangsspannung und dem Laststrom verkraften. Bei nennenswerten Leistungen sind Kühlkörper unumgänglich.

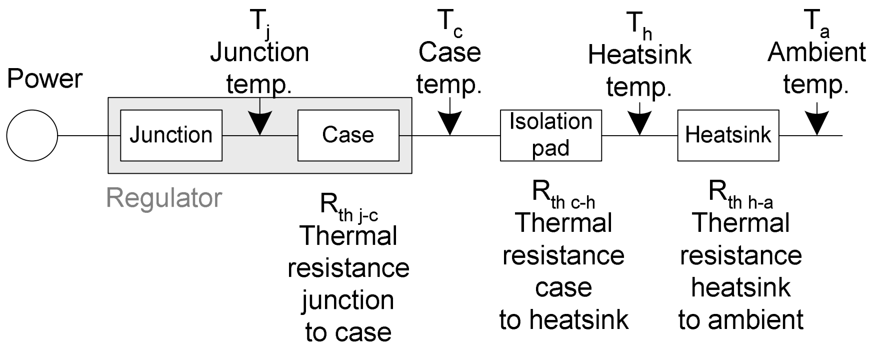

Abb. 4.1: Zusammenhänge bei der Verlustwärmeabfuhr.

Die Wärme-, sprich Leistungsabfuhr, verhält sich vollkommen analog zum ohmschen bzw. kirchhoffschen Gesetz bei einem Spannungsteiler. Jedes Bauteil in der Kette zwischen dem sich erhitzenden Chip (Junction) und der Umgebungstemperatur hat einen spezifischen Wärmewiderstand R_{th}, definiert in K/W, K = Grad Kelvin. Da nur Temperaturdifferenzen betrachtet werden, interessiert die Kelvin-Skala ab dem absoluten Nullpunkt nicht, also R_{th} in °C/W.

Insgesamt muss sich über die Kette ergeben, von links nach rechts abfallend

(4.1) $T_j = T_c + T_h + T_a$, Junction-Temperatur

Die Junction-Temperatur darf eine im betreffenden Datenblatt festgelegte Temperatur nicht überschreiten, um den Chip nicht zu zerstören. Mit den Wärmewiderständen und der Verlustleistung Pj im Chip schreibt sich (4.1)

(4.2) $T_j = P_j\left(R_{th\ j-c} + R_{th\ c-h} + R_{th\ h-a}\right) + T_a$, Junction-Temperatur [°C]

Wird kein Kühlkörper verwendet, reduziert sich die Summe auf der rechten Seite auf ein $R_{th\ j\text{-}a}$, d.h. Wärmewiderstand Junction to Ambient, s. Tabelle unten.

Die **Verlustleistung Pj im Chip** ergibt sich aus der Differenz von Eingangs- zu Ausgangsspannung am Regler und dem entnommenen Strom:

(4.3) $P_j = (U_{reg\ in} - U_{reg\ out})I_{out}$, Verlustleistung im Chip [W]

Wenn alle Werte auf der rechten Seite der Gleichung (4.2) bekannt bzw. vorgegeben sind, lässt sich daraus die damit erreichbare maximale Junction-Temperatur berechnen. In der Regel wird es aber so sein, dass sich die Frage nach einem geeigneten Kühlkörper stellt, der eine Überschreitung der maximalen Junction-Temperatur sicher verhindert. (4.2) aufgelöst nach $R_{th\ h\text{-}a}$ wird dann

(4.4) $$R_{th\ h-a} = \frac{T_j - T_a}{P_j} - (R_{th\ j-c} + R_{th\ c-h})$$, Wärmewiderstand Kühlkörper [°C/W]

(4.4) ergibt den höchst möglichen Wärmewiderstand des Kühlkörpers, der die zulässige Junction-Temperatur sicherstellt. Möglicherweise verbrennt man sich aber an ihm die Finger. Viel mehr als 60°C sollten es nicht werden. Die Temperatur des Kühlkörpers ergibt sich analog (4.2) zu

(4.5) $$T_h = T_a + P_j R_{th\ h-a}$$, Temperatur des Kühlkörpers (°C)

Das Rechenergebnis aus (4.4) wäre dann im Rahmen der Möglichkeiten erhältlicher Kühlkörper zu einem kleineren Wärmewiderstand hin zu reduzieren. Mit dem Excel-Sheet im Download sind entsprechende Berechnungen möglich.

Hier noch eine Datenzusammenstellung für die TO220-Bauform:

Grenzwerte Spannungsregler 78XX / 317 im TO220-Gehäuse	
T_j Max. junction temperature	T_j = 125 °C
R_{th} junction to case	$R_{th\ j\text{-}c}$ = 5 °C/W
R_{th} junction to ambient	$R_{th\ j\text{-}a}$ = 65 °C/W

Montage TO220-Gehäuse am Kühlkörper, Richtwerte *)	
Direktmontage	$R_{th\ c\text{-}h}$ = 1,2°C/W
Direktmontage mit Wärmeleitpaste	$R_{th\ c\text{-}h}$ = 1,0°C/W
Glimmer 0,1mm ohne Wärmeleitpaste	$R_{th\ c\text{-}h}$ = 1,5°C/W
Glimmer 0,1mm mit Wärmeleitpaste	$R_{th\ c\text{-}h}$ = 1,2°C/W
Silikon ohne Wärmeleitpaste	$R_{th\ c\text{-}h}$ = 1,3°C/W

*) Je nach Quelle findet man höchst unterschiedliche Werte.

Referenzen

[1] Halbleiter-Schaltungstechnik, U. Tietze, C. Schenk, E. Gramm, Springer-Verlag
[2] https://www.electronicdeveloper.de/SpannungTrafoBruecke2.aspx
[3] http://www.gsc-elektronic.net/power_supply/power_supply_de.html
[4] https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN1040-D.PDF
[5] https://alutronic.de/media/filer_public/0c/c8/0cc8d772-b88b-443b-873e-210e8a446c20/isolierung_wleitung_web_de.pdf
[6] https://www.fischerelektronik.de/fileadmin/fischertemplates/download/Katalog/kuehlkoerper.pdf