

4.11 Transformatoren

Wie bereits erwähnt wurde, hat der Transformator die Aufgabe, eine Wechselspannung (Primärspannung U_1) in eine zweite Wechselspannung (Sekundärspannung U_2) umzuwandeln. Daraus geht bereits hervor, daß jeder Transformator mindestens zwei Wicklungen haben muß, die beide auf einem gemeinsamen Eisenkern aufgebracht sind¹⁾.

Die eine Spule (Primärwicklung) verursacht in dem Kern eine Magnetfeldänderung. Die Magnetfeldänderung induziert ihrerseits in der zweiten Spule (Sekundärwicklung) eine Spannung, deren Wert von der Änderungsgeschwindigkeit des Magnetfeldes und der Windungszahl der Sekundärwicklung abhängt.

Damit auch alle von der Primärwicklung erzeugten Magnetfeldlinien die Sekundärwicklung durchlaufen, sind die Transformatorenkerne konstruktiv entsprechend gestaltet (Bild 4.111). Bei den Netztransformatoren, wie sie hier betrachtet werden sollen, herrschen der M-Kern (Bild 4.111 a) und der EI-Kern (Bild 4.111 b) vor. Für Niederfrequenz- und Hochfrequenz-Transformatoren werden außerdem Schalenkerne (Bild 4.111 c) und Topfkern (Bild 4.111 d) verwendet.

M-Kerne und EI-Kerne werden zur Verminderung von Wirbelströmen aus einzelnen siliziumlegierten Blechen geschichtet, die gegeneinander durch dünne Lackfilme isoliert sind. Bisweilen werden sie aber wie die Topf- und Schalenkerne auch massiv aus Ferriten hergestellt. Ferritkerne verwendet man allerdings in Netzteilen nicht.

¹⁾ Manchmal sind beide Wicklungen auch an einem Ende miteinander galvanisch verbunden, so daß der Eindruck entsteht, es handle sich nur um eine Wicklung (Spartransformator).

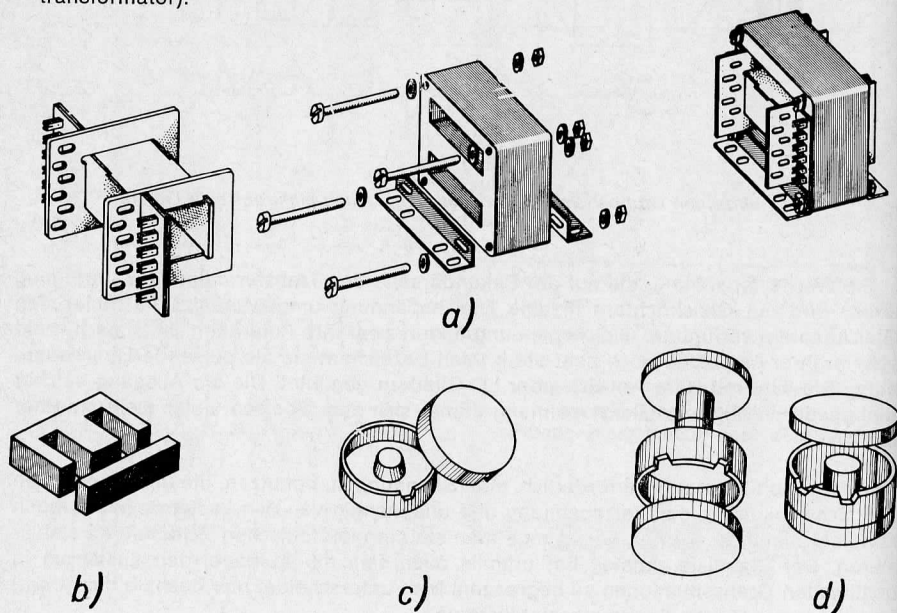


Bild 4.111

Verschiedene Transformatorkerne

a) Bestandteile eines M-Kernes

b) EI-Kern

c) Schalenkern

d) Topfkern

Die Berechnung von Transformatoren ist mit Hilfe praktischer Formeln oder Tabellen nicht schwer. Steht eine Wickelmaschine zur Verfügung, so ist zu raten, Transformatoren für Einzelgeräte, Muster und Prototypen selbst zu berechnen und zu wickeln, sofern nicht genormte Standardtypen lagermäßig greifbar sind.

Im übrigen gehört das Wickeln bzw. Umwickeln von Transformatoren zu den Fertigkeiten, die in den Berufsbildern sowohl der Elektronik als auch des Radio- und Fernsehtechnikers gefordert werden.

Will man einen Transformator berechnen, so muß man zunächst die Leistung wissen, die man der Sekundärseite entnehmen will. Hat ein Transformator mehrere Sekundärwicklungen, so berechnet man die Leistungen der einzelnen Wicklungen und addiert die Einzelleistungen zur Gesamtleistung.

$$P_{\text{ges}} = P_1 + P_2 + P_3 + \dots$$

Nach der Sekundärleistung richtet sich der wirksame Eisenquerschnitt des Kernes. Man kann ihn nach folgender Formel überschlägig berechnen:

$$A_E \approx 1,1 \sqrt{P_{\text{ges}}}$$

Darin ist A_E der wirksame Eisenquerschnitt in cm^2 und P_{ges} die gesamte Sekundärleistung in W.

Merke: Je größer die entnehmbare Sekundärleistung eines Transformators ist, um so größer muß auch der wirksame Querschnitt seines Eisenkernes sein!

Der Eisenquerschnitt eines M- oder EI-Kernes wird ermittelt, indem man die Paketdicke mit der Zungenbreite multipliziert (Bild 4.112).

In der Praxis stehen verschiedene genormte Blechpakete zur Verfügung, deren Eisenquerschnitte so gestaffelt sind, daß man den Leistungsbedarf der meisten elektronischen Geräte damit decken kann. In der Tabelle 4.111 sind die wichtigsten Kerne mit ihren technischen Daten zusammengefaßt.

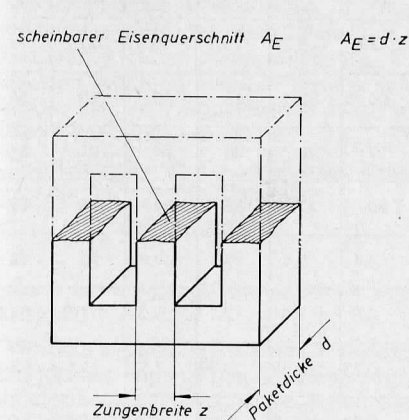


Bild 4.112

Ermittlung des scheinbaren Eisenquerschnittes bei M- oder EI-Kernen

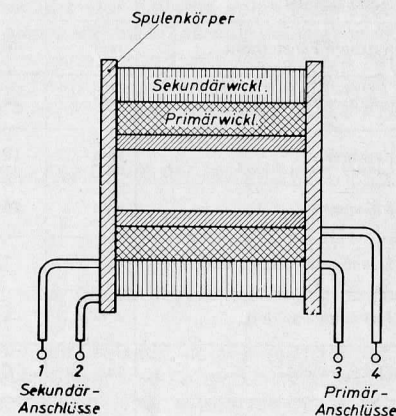


Bild 4.113

Die einzelnen Wicklungen werden meistens lagenweise übereinander auf den Spulenkörper aufgewickelt

Tabelle 4.111: Dimensionierung von Netztransformatoren für eine Frequenz von 50 Hz und eine Feldliniendichte von $B = 1,2 \text{ Tesla} = 12\,000 \text{ Gauß}$ (nach Telefunken)

Normkern		M 42	M 55	M 65	M 74	M 85	M 102a	M 102b
1. Höchstlast (Wicklung nicht unterteilt)	VA	4,5	12	26	48	62	120	180
2. Höchstlast (Wicklung unterteilt)	VA	3	9	21	40	52	100	160
3. Spannung je Windung (unbelastet)	mV/w	44,6	84,4	134	183	230	298	447
4. Windungen je 220 V (unbelastet)	w/220 V	4940	2610	1650	1200	956	740	494
5. Prim.-Wdg. je 220 V (unter Höchstlast)	w/220 V	4300	2400	1550	1150	920	718	482
6. Sek.-Wdg. je 220 V (unter Höchstlast)	w/220 V	6400	2980	1790	1280	1010	770	506
7. Sek.-Wdg. je 6,3 V (unter Höchstlast)	w/6,3 V	190	87	52	37	29	22	14,5
8. Eisenverluste	W	0,8	1,9	3,5	3,8	5,6	8,5	13
9. Wirkungsgrad	%	60	70	77	83	84	87,5	88,5
10. Blechdicke Blechsorte	mm V1T	0,5 3,0	0,5 3,0	0,5 3,0	0,5 2,3	0,5 2,3	0,5 2,3	0,5 2,3
11. Stromdichte, innen	A/mm ²	4,5	3,8	3,3	3,0	2,9	2,4	2,3
12. Stromdichte, außen	A/mm ²	5,2	4,3	3,6	3,3	3,3	2,8	2,7
13. Kupferverluste (Höchstlast, Durchschnitt)	W	2	3	4	5	6	8	9
14. nutzbare Fensterhöhe	mm	6,6	7,5	9,2	10,4	9,3	12,2	12,2
15. nutzbare Fensterlänge	mm	24	30	35	43	46	58	58
16. Kernbreite	mm	12	17	20	23	29	34	34
17. Pakethöhe	mm	15	20	27	32	32	35	52
18. Eisenquerschnitt (brutto)	cm ²	1,8	3,4	5,4	7,4	9,3	12	18
19. Fensterquerschnitt	cm ²	2,7	4,0	5,6	7,1	7,5	11,5	11,5
20. Eisengewicht	kg	0,14	0,33	0,62	0,88	1,3	2,0	3,0
21. Kupfergewicht	kg	0,04	0,09	0,16	0,28	0,3	0,55	0,65
22. Windungslänge innere Hälfte	cm	7,3	9,6	12,1	14,2	15,1	17,1	20,6
23. Windungslänge äußere Hälfte	cm	9,8	12,4	15,2	17,9	18,6	21,4	24,9

Man wählt den nächstgrößeren Normkern und kann nun die erforderliche Windungszahl berechnen:

$$W = \frac{U \cdot 10^4}{4,44 \cdot f \cdot B \cdot A_E}$$

Darin ist U die Spannung in Volt. Bei der Primärwicklung wird hier die anzulegende Spannung und bei der Sekundärwicklung die gewünschte Ausgangsspannung eingesetzt.

Die Frequenz f wird in Hertz eingesetzt und der wirksame Eisenquerschnitt in cm².

B ist die Magnetfeldstärke (magnetische Induktion) in Tesla. In der Praxis setzt man für Dynamoblech III: $B = 1 \text{ Tesla}$ und für Dynamoblech IV: $B = 1,2 \text{ Tesla}$ ein. Für minderwertige Bleche ist die maximale Magnetfeldstärke entsprechend geringer (0,6 bis 0,8 Tesla).

In die Formel muß der wirksame Eisenquerschnitt eingesetzt werden. Da die einzelnen Bleche des Kernes eine dünne Lackschicht tragen, ist er etwa 4 bis 10% kleiner als der scheinbare Eisenquerschnitt, den man nach Bild 4.112 ermittelt hat.

In jedem Transformator geht ein Teil der zugeführten Leistung als Wärme verloren (siehe Spalte 9 in Tabelle 4.111). Das hat zur Folge, daß die Sekundärwicklung unter Belastung eine geringere Spannung abgibt, als berechnet wurde. Um diesen Nachteil auszugleichen, macht man in der Praxis die Windungszahl um 10 bis 20% größer, als sie nach obiger Formel berechnet wurde.

Die notwendigen Drahtdurchmesser bzw. Drahtquerschnitte richten sich nach den Stromstärken der einzelnen Wicklungen und nach der zulässigen Temperatur der Wicklung bzw. der Wärmeableitung.

Man legt hier die sogenannte Stromdichte zu Grunde, die den Strom je Quadratmillimeter Leiterquerschnitt angibt. Je höher die Stromdichte ist, um so mehr wird der betreffende Leiter erwärmt. Es leuchtet ein, daß man bei den inneren Wicklungen, die zuerst auf den Wickelkörper aufgebracht werden, die Stromdichte geringer vorsehen muß als bei den äußeren Wicklungen.

Weiterhin spielt eine Rolle, ob dem Transformator dauernd seine volle Leistung entnommen wird oder ob er immer nur für eine begrenzte Zeit voll belastet wird. So kann man z. B. bei einem Klingeltransformator eine Stromdichte von etwa 8 A/mm² einsetzen, während man bei Transformatoren elektronischer Geräte, die dauernd voll belastet sind, mit Stromdichten zwischen 2 A/mm² (innere Wicklung) und 4 A/mm² (äußere Wicklung) rechnet.

Den Drahtquerschnitt erhält man, indem man den Strom der betreffenden Wicklung durch die Stromdichte S dividiert:

$$A_{Cu} = \frac{I}{S}$$

Darin ist A_{Cu} der Drahtquerschnitt in mm², I der Strom in A und S die Stromdichte in A/mm².

Wird die Sekundärseite eines Transformators nicht belastet, so mißt man auf der Primärseite den sogenannten Leerlaufstrom. Dieser Strom wird für die Ummagnetisierung des Eisens benötigt und ist ein Scheinstrom mit einem hohen induktiven Blindanteil. Er erwärmt folglich die Primärwicklung nur unwesentlich und kann bei der Bemessung des Drahtquerschnittes unberücksichtigt bleiben.

Bei einiger Übung kann man auf Grund des Leerlaufstromes bereits auf die Güte eines Transformators schließen. Bei einer Netzspannung von 220 V kann man mit einem Leerlaufstrom von etwa 1 mA je Watt Nennleistung rechnen. So darf ein Transformator,

der eine maximale Leistung von 100 W abgibt, einen maximalen Leerlaufstrom von etwa 100 mA aufnehmen. Mißt man wesentlich höhere Werte, so ist entweder die angesetzte Magnetfelddichte für das betreffende Blech zu hoch, oder der Transformator hat einen Windungsschluß.

Um die Gefahr eines Windungs- oder Lagenschlusses von vornherein klein zu halten, wickelt man die einzelnen Wicklungen lagenweise übereinander (**Bild 4.113**). Dort, wo zwischen den einzelnen Lagen hohe Spannungen herrschen, ist es erforderlich, zwischen je zwei Lagen eine dünne, gut isolierende Folie (Öl- oder Lackpapier bzw. Hostafan-Folie) einzulegen. Diese Isolierfolie muß über die gesamte Lagenbreite gehen. Damit an den Wicklungsrändern keine Windungen auf die nächst tiefere Lage abrutschen können, wird die Folie an beiden Rändern durch eine Vielzahl kleiner Einschnitte gefiedert und kann somit etwas hochstehen.

Besondere Aufmerksamkeit sollte man dem Übergang zwischen der Primärwicklung und der Sekundärwicklung widmen. Es muß auf jeden Fall vermieden werden, daß beide Wicklungen miteinander Berührung haben. Aus diesem Grunde fügt man zwischen beide Wicklungen eine Wicklungslage ein, von der man nur einen Anschluß nach außen führt. Das andere Wicklungsende legt man innen gut isoliert fest.

Diese Wicklungslage bezeichnet man als **Schutzwicklung**. Sie wird mit dem Schutzleiter des Netzes verbunden. Sofern die Deckisolation der Primärwicklung aus irgendeinem Grunde schadhafte wird, erhält man durch diese Schutzwicklung einen direkten Kurzschluß nach Erde und keine „geheime“ galvanische Verbindung mit dem übrigen Gerät, die für dessen Benutzer lebensgefährlich werden könnte.

Wir wollen uns nun die Berechnung eines Transformators an einem Beispiel ansehen:

Beispiel:

Ein Transformator für eine Netzspannung von 220 V und eine Netzfrequenz von 50 Hz soll auf der Sekundärseite folgende Leistungen abgeben:

1. 250 V; 0,1 A
2. 320 V; 0,05 A
3. 12,6 V; 1,5 A
4. 6,3 V; 4,5 A

Lösung:

Zunächst wird die gesamte Sekundärleistung wie folgt berechnet:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1 = 250 \text{ V} \cdot 0,1 \text{ A} = 25,0 \text{ W}$$

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = 320 \text{ V} \cdot 0,05 \text{ A} = 16,0 \text{ W}$$

$$P_3 = U_3 \cdot I_3 = 12,6 \text{ V} \cdot 1,5 \text{ A} = 18,9 \text{ W}$$

$$P_4 = U_4 \cdot I_4 = 6,3 \text{ V} \cdot 4,5 \text{ A} = 28,4 \text{ W}$$

$$\underline{\underline{P_{\text{ges}} = 88,3 \text{ W}}}$$

Auf Grund dieser Leistung kann man den erforderlichen wirksamen Eisenquerschnitt berechnen:

$$A_E \approx 1,1 \sqrt{P_{\text{ges}}}$$

$$1,1 \sqrt{88,3} = 10,34$$

$$\underline{\underline{A_E \approx 10,34 \text{ cm}^2}}$$

Aus der **Tabelle 4.111** sucht man sich nun den genormten Kern mit dem nächst größeren Eisenquerschnitt heraus. Für den vorliegenden Fall kommt dafür der Kern M 102a in Frage. Sein scheinbarer Eisenquerschnitt beträgt 12 cm². Der wirksame Eisenquerschnitt nach Abzug der Isolierlackdicke an den einzelnen Blechen beträgt etwa 11,2 cm².

Wie man aus der Tabelle weiter entnehmen kann, läßt sich dieser Kern für Leistungen bis 100 VA bzw. 100 W verwenden. Bei Dynamoblech IV kann man mit einer Magnetfelddichte von 1,2 Tesla rechnen.

Mit der entsprechenden Formel kann man nun die Windungszahl der Primärwicklung berechnen:

$$W = \frac{U \cdot 10^4}{4,44 \cdot f \cdot B \cdot A_E} = \frac{220 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 50 \cdot 1,2 \cdot 11,2} = 740$$

$$\underline{\underline{w = 740 \text{ Wdg}}}$$

Wir hatten bereits erwähnt, daß man wegen der auftretenden Verluste die Sekundärwindungszahl höher als berechnet wählt. Den gleichen Effekt erzielt man, wenn man die Primärwindungszahl kleiner als berechnet wählt. Bei den Werten der Tabelle 4.111 hat man beide Verfahren gewählt. Anstatt also die Sekundärwindungszahl um 8% zu erhöhen, hat man sie nur um etwa 4% erhöht und die Primärwindungszahl dafür um etwa 4% verringert. Da es sich bei den Werten in der Tabelle um praktisch erprobte Werte handelt, wird man sich in der Praxis sinnvollerweise daran halten. Wir wählen also eine Primärwindungszahl von

$$\underline{\underline{w_{\text{prim}} = 718 \text{ Wdg}}}$$

Für die Ermittlung der Sekundärwindungszahlen könnte man grundsätzlich das **Übersetzungsverhältnis $\bar{U}$** heranziehen. Das Übersetzungsverhältnis gibt das Verhältnis der Windungszahlen bzw. der Spannungen an

$$\bar{U} = \frac{w_{\text{prim}}}{w_{\text{sek}}} = \frac{U_{\text{prim}}}{U_{\text{sek}}}$$

Diese Verhältnisgleichung kann man nach der Sekundärwindungszahl umstellen und erhält dann

$$w_{\text{sek}} = \frac{U_{\text{sek}} \cdot w_{\text{prim}}}{U_{\text{prim}}}$$

Die damit ausgerechneten Windungszahlen muß man aber auch hier wieder mit einem Zuschlag versehen, um die Verluste auszugleichen. Schneller und sicherer geht es, wenn man die betreffende Sekundärspannung mit der in Tabelle 4.111, Spalte 6, angegebenen Windungszahl je 220 V multipliziert. Hierin sind dann die nötigen Zuschläge schon enthalten.

$$1. \ w_{\text{sek } 1} = 250 \text{ V} \cdot 770 \text{ Wdg} / 220 \text{ V} = \underline{\underline{875 \text{ Wdg}}}$$

$$2. \ w_{\text{sek } 2} = 320 \text{ V} \cdot 770 \text{ Wdg} / 220 \text{ V} = \underline{\underline{1120 \text{ Wdg}}}$$

$$3. \ w_{\text{sek } 3} = 12,6 \text{ V} \cdot 770 \text{ Wdg} / 220 \text{ V} = \underline{\underline{44 \text{ Wdg}}}$$

$$4. \ w_{\text{sek } 4} = 6,3 \text{ V} \cdot 770 \text{ Wdg} / 220 \text{ V} = \underline{\underline{22 \text{ Wdg}}}$$

Liegen die Windungszahlen fest, so kann man die Drahtquerschnitte bzw. Drahtdurchmesser berechnen. Als Stromdichte verwenden wir für die Primärwicklung und die Hochspannungswicklungen der Sekundärseite $S = 2,4 \text{ A/mm}^2$. Für die außen liegenden Niederspannungswicklungen kann die Stromdichte 2,8 A/mm² betragen (Spalten 11 und 12 in Tabelle 4.111).

Die Drahtquerschnitte der Sekundärwicklungen sind dann:

$$A_{\text{sek 1}} = \frac{I_{\text{sek 1}}}{S} = \frac{0,1 \text{ A}}{2,4 \text{ A/mm}^2} = 0,0417 \text{ mm}^2$$

Das entspricht einem genormten Drahtdurchmesser von 0,25 mm ϕ (siehe **Tabelle 4.112**).

$$A_{\text{sek 2}} = \frac{I_{\text{sek 2}}}{S} = \frac{0,05 \text{ A}}{2,4 \text{ A/mm}^2} = 0,0209 \text{ mm}^2$$

Das entspricht einem genormten Drahtdurchmesser von 0,16 mm ϕ .

$$A_{\text{sek 3}} = \frac{I_{\text{sek 3}}}{S} = \frac{1,5 \text{ A}}{2,8 \text{ A/mm}^2} = 0,536 \text{ mm}^2$$

Das entspricht einem genormten Drahtdurchmesser von 0,9 mm ϕ .

$$A_{\text{sek 4}} = \frac{I_{\text{sek 4}}}{S} = \frac{4,5 \text{ A}}{2,8 \text{ A/mm}^2} = 1,61 \text{ mm}^2$$

Das entspricht einem genormten Drahtdurchmesser von 1,5 mm ϕ .

Bevor wir den Drahtquerschnitt der Primärwicklung berechnen, müssen wir mit Hilfe des Wirkungsgrades die Primärleistung und den Primärstrom berechnen. Aus der **Tabelle 4.111**, Spalte 9, lesen wir einen Wirkungsgrad von $\eta = 87,5\%$ ab. Damit ergibt sich die Primärleistung wie folgt:

$$P_{\text{prim}} = \frac{P_{\text{ges}} \cdot 100}{\eta} = \frac{88,3 \text{ W} \cdot 100}{87,5\%} = 101 \text{ VA}$$

Die Maßeinheit ist hier nicht Watt, sondern Volt · Ampere (sprich: Volt-Ampere), weil es sich dabei nicht um eine reine Wirkleistung, sondern um eine Scheinleistung mit einem induktiven Blindanteil handelt.

Der Primärstrom ist dann:

$$I_{\text{prim}} = \frac{P_{\text{prim}}}{U_{\text{prim}}} = \frac{101 \text{ VA}}{220 \text{ V}} = 0,46 \text{ A}$$

Dafür ist folgender Drahtquerschnitt nötig:

$$A_{\text{prim}} = \frac{I_{\text{prim}}}{S} = \frac{0,46 \text{ A}}{2,4 \text{ A/mm}^2} = 0,192 \text{ mm}^2$$

Das entspricht nach **Tabelle 4.112** einem genormten Drahtdurchmesser von 0,5 mm ϕ .

Die in **Tabelle 4.112** angegebenen Belastbarkeiten beziehen sich auf Kupfer-Lack-Drähte (CuL). Angegeben sind ferner die Durchmesser der blanken Drähte. Die tatsächlichen Durchmesser sind um die doppelte Lackschicht dicker, und zwar ungefähr 0,012 mm bei Drähten bis 0,1 mm ϕ , 0,02 mm bei Drähten bis 0,2 mm ϕ und 0,03 mm bei Drähten bis 0,6 mm ϕ . Bei dickeren Drähten muß man schließlich mit einer Durchmesserzunahme durch die Lackschicht von etwa 0,05 mm rechnen.

Wickelt man den Transformator selbst, so wäre man jetzt mit der Berechnung fertig. Gibt man ihn allerdings in eine Wickelei in Auftrag, so muß man nun noch eine Bauvorschrift erstellen, die alle für die Herstellung des Transformators nötigen Angaben in übersichtlicher Form beinhaltet (**Bild 4.114**).

Tabelle 4.112
Drahtquerschnitte, Drahtdurchmesser und Belastbarkeiten
von Kupferdrähten

Durchmesser in mm.	Querschnitt in mm ²	Stromstärken in mA (A) für verschiedene Stromdichten in A/mm ²				
		1,0 A/mm ²	1,5 A/mm ²	2,0 A/mm ²	2,5 A/mm ²	3,0 A/mm ²
0,03	0,000707	0,7	1,1	1,4	1,8	2,1
0,04	0,00126	1,2	1,9	2,5	3,1	3,8
0,05	0,00196	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0
0,06	0,00283	3	4,5	5,5	7,5	9
0,07	0,00385	4	6	8	10	12
0,08	0,00503	5	7,5	10	13	15
0,09	0,00636	6,4	9,6	13	16	19
0,10	0,00785	8	12	16	19	24
0,12	0,0113	11	17	22	28	33
0,14	0,0154	15	23	30	38	45
0,16	0,0201	20	30	40	50	60
0,18	0,0254	25	38	50	63	75
0,20	0,0314	31	47	62	78	93
0,22	0,0380	38	57	76	95	114
0,25	0,0491	49	74	98	123	147
0,30	0,0707	71	106	142	177	212
0,35	0,0962	96	144	192	240	288
0,40	0,126	126	189	252	315	378
0,45	0,159	159	238	318	397	477
0,50	0,196	196	294	392	490	588
0,60	0,283	283	425	566	707	850
0,70	0,385	385	578	770	963	1,16 A
0,80	0,503	503	755	1,01 A	1,26 A	1,51 A
0,90	0,636	636	955	1,27 A	1,59 A	1,91 A
1,00	0,785	785	1,18 A	1,57 A	1,96 A	2,36 A
1,50	1,77	1,77 A	2,65 A	3,54 A	4,42 A	5,30 A
2,00	3,14	3,14 A	4,70 A	6,27 A	7,85 A	9,40 A
2,50	4,91	4,91 A	7,37 A	9,82 A	12,30 A	14,7 A
3,00	7,07	7,07 A	10,6 A	14,1 A	17,6 A	21,2 A
3,50	9,62	9,62 A	14,4 A	19,2 A	24,0 A	28,8 A
4,00	12,6	12,6 A	18,9 A	25,2 A	31,6 A	37,8 A

Da ist zunächst einmal das Schaltbild des Transformators mit all seinen elektrischen Daten. Die einzelnen Wicklungsanschlüsse werden numeriert. Daneben zeichnet man den Spulenkörper mit seinen Lötflächen und kennzeichnet die Wicklungsanschlüsse, die an den einzelnen Lötflächen angeschlossen werden. Darunter werden die technischen Daten des Kernes eingetragen. Dann kommen die einzelnen Wicklungen mit ihren Windungszahlen, ihren Drahtdurchmessern und den erforderlichen Isoliermaßen. Auch die Farbkennzeichnung der einzelnen Anschlüsse wird in diese Tabelle eingetragen. Das ist vor allem dort nötig, wo Anschlüsse (z. B. die Anschlüsse der Primärwicklung) aus Sicherheitsgründen nicht an der Lötleiste angeschlossen werden dürfen.

Firma :		Transformatoren – Bauvorschrift		Bv. Nr.:				
Bezeichnung des Transformators: Netztransformator f. Gleichspannungsverstärker								
Schaltbild :		Skizze :						
Kern: M 102a		Werkstoff: Dyn. Bl. IV		Dicke: Q35 mm				
magn. Induktion: 12 000 Gauß		Stromdichte innen: 24 A/mm²		Luftspalt: — mm				
				Blechzahl: ca. 100				
				Stromdichte außen: 2,8 A/mm²				
Wickeldaten:								
Wickl.-Nr.	Wicklungsbezeichnung	Draht (mm)	Windungszahl	Farbe		Anschluß		Besonderes
				Anf.	Ende	Anf.	Ende	
I	Wpr	0,5Ø CuL	718	schw./gb.	schw./gb.	ca. 30 cm frei ausf.		Anf.-u. Deckisolat.: 2×0,1 Hostafan Lagenisolation: 1×0,03 Hostafan
II	Schutzwicklung	0,1Ø CuL	1 Lage	rot		Anfang ca. 30 cm lang freiausführen, Ende isolieren		Deckisolation: 2×0,1 mm Hostafan
III	Wsek1	0,25Ø CuL	875	grün	grün	1	2	Lagenisolation: 1×0,03 Hostafan Deckisolation: 2×0,1 Hostafan
IV	Wsek2	0,16Ø CuL	1120	blau	blau	4	5	Lagenisolation: 1×0,03 Hostafan Deckisolation: 3×0,1 Hostafan
V	Wsek3	0,9Ø CuL	44	schw.	schw.	8	9	Deckisolation: 3×0,1 Hostafan
VI	Wsek4	1,5Ø CuL	22	schw.	schw.	10	11	Deckisolation: 5×0,1 Hostafan
								Isolierfolien mit gefiedertem Rand verwenden
Berechnet :				Geprüft :				

Bild 4.114

Muster einer Transformatoren-Bauvorschrift, in die die errechneten Werte eingetragen werden und nach der die Wickelung den Transformator fertigt

4.12 Gleichrichterschaltungen

Gleichrichter sind zweipolige elektronische Bauelemente, deren Übergangswiderstand von der Polarität der angelegten Spannung abhängt. Ist die angelegte Spannung so gepolt, daß ihr Pluspol an der Anode und ihr Minuspol an der Katode liegt, so ist der Gleichrichter leitend. Er wirkt dann wie ein geschlossener Schalter (**Bild 4.121 a**). Nahezu die gesamte angelegte Spannung U_E liegt dann am Widerstand R_L .

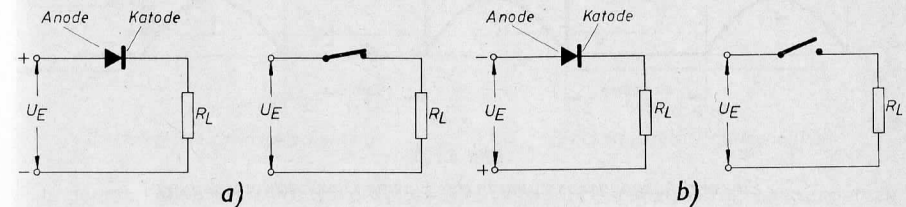


Bild 4.121

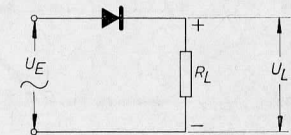
a) Ein Gleichrichter wirkt als geschlossener Schalter, wenn seine Anode auf positivem Potential liegt

b) Ein Gleichrichter wirkt als geöffneter Schalter, wenn seine Anode auf negativem Potential liegt

Wird die angelegte Spannung umgepolt, so daß der Minuspol an der Anode und der Pluspol an der Katode liegt, so ist der Gleichrichter gesperrt. Er wirkt dann wie ein geöffneter Schalter (**Bild 4.121 b**). Nahezu die gesamte angelegte Spannung U_E wirkt dann am Gleichrichter; die Spannung am Widerstand R_L ist in diesem Falle praktisch Null.

Legt man an den Eingang eine Wechselspannung (**Bild 4.122**), die in jeder Periode ihre Polarität einmal wechselt, so gilt das gleiche. Der Gleichrichter ist immer nur dann leitend, wenn an seiner Anode positives Potential wirkt. Insofern liegt diese positive Halbwelle praktisch in voller Höhe am Lastwiderstand R_L . In der nächsten Halbwelle ist der Gleichrichter dagegen gesperrt, die Spannung am Lastwiderstand ist Null und zwar solange, bis die nächste Halbwelle am Eingang wirkt, in der der Gleichrichter wieder positives Anodenpotential erhält.

Bild 4.122
Einweg-Gleichrichterschaltung



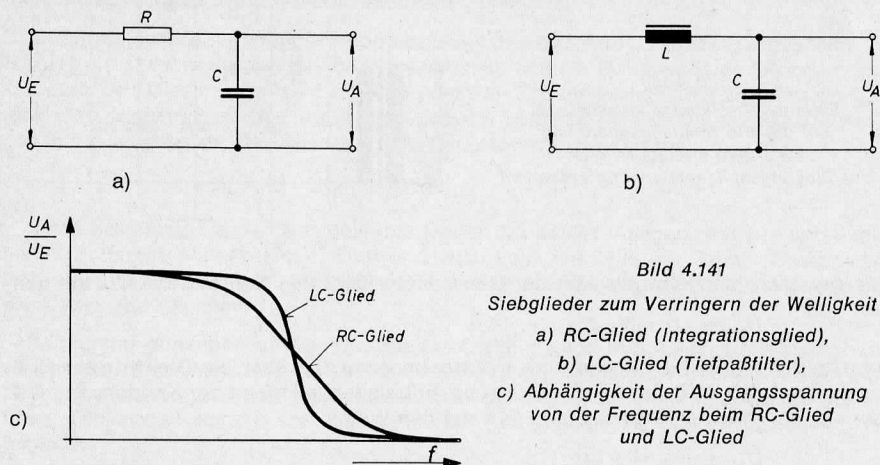
Betrachtet man sich die angelegte Spannung und die Spannung am Lastwiderstand einmal mit dem Oszillografen, so erhält man Oszillogramme, wie sie das **Bild 4.123** zeigt. Wir sehen, daß man am Lastwiderstand eine Spannung hat, deren Höhe sich zwar ändert, deren Polarität aber gleich bleibt. Es handelt sich dabei um eine – wenn auch pulsierende – Gleichspannung. Man hat also die angelegte Wechselspannung in eine Gleichspannung umgewandelt.

Wie das Bild 4.123 allerdings auch zeigt, muß man hier zwischen den einzelnen Halbwellen, in denen eine Spannung am Lastwiderstand liegt und in denen der Lastwiderstand auch von einem Strom durchflossen wird, relativ lange stromlose Zeiten in Kauf nehmen. Praktisch bedeutet das, daß die Gleichspannung, die man am Lastwiderstand mißt, kleiner ist als die angelegte effektive Wechselspannung U_E . Zwischen beiden

4.14 Siebglieder

Der Ladekondensator bei Gleichrichterschaltungen wird in den Pausenzeiten um so stärker entladen, je größer der Laststrom ist. Fließt kein Laststrom, so findet auch keine Entladung statt. Die gewonnene Gleichspannung entspräche dann zu jedem Zeitpunkt genau etwa dem Spitzenwert der Wechselspannung. In diesem Fall könnte man auf eine Glättung verzichten. Dieser Fall kommt jedoch in der Praxis nur sehr selten vor (evtl. bei der Speisung von Elektronenstrahlröhren). In den weitaus meisten Fällen wird der Gleichrichterschaltung ein bestimmter Laststrom entnommen. Folglich ist auch der Gleichspannung ein mehr oder weniger großer Wechselspannungsanteil überlagert. Da dieser die Funktion elektronischer Geräte erheblich stören kann, muß man ihn beiseiten (glätten bzw. aussieben).

Zum Glätten verwendet man entweder *RC*-Glieder (Integrationsglieder) oder *LC*-Glieder (Tiefpaßfilter). Beide wirken als frequenzabhängige Spannungsteiler, die tiefe Frequenzen, vor allem aber die Gleichspannung möglichst ungehindert durchlassen, Wechselspannungsanteile höherer Frequenz jedoch möglichst vollständig unterdrücken sollen (**Bild 4.141**).



Die Eingangsspannung U_E ist in beiden Fällen gleich der Summe aus der Gleichspannung U_{gl} und dem überlagerten Wechselspannungsanteil U_{wE} . Die Frequenz dieses Wechselspannungsanteiles hängt von der Frequenz der Betriebsspannung und von der Gleichrichterschaltung ab.

$$U_E = U_{gl} + U_{wE}$$

Die Ausgangsspannung U_A soll in beiden Fällen gleich der Gleichspannung sein:

$$U_A = U_{gl}$$

Der Wechselspannungsanteil am Ausgang soll praktisch Null sein

$$U_{wA} \approx 0$$

Für den Wechselspannungsanteil kann man die Spannungsteilerformel aufstellen. Sie lautet für das *RC*-Glied:

$$\frac{U_{wA}}{U_{wE}} = \frac{\frac{1}{\omega C}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad \begin{array}{l} R \text{ in } \Omega \\ f \text{ in Hz} \\ C \text{ in F} \end{array}$$

Dabei hat man vorausgesetzt, daß der Blindwiderstand des Kondensators als Kurzschluß wirkt und damit sehr viel kleiner als der parallel liegende Lastwiderstand ist. Dadurch braucht man letzteren in dieser Formel nicht zu berücksichtigen. Man kann sie umstellen und erhält dann:

$$\frac{U_{wA}}{U_{wE}} \approx \frac{1}{R \cdot \omega \cdot C + 1}$$

Diese Formel sagt uns, daß der Wechselspannungsanteil am Ausgang um so kleiner wird, je größer die Kapazität, je höher die Frequenz und je größer der Widerstand R sind. Nun bildet aber der Widerstand mit dem Lastwiderstand R_L einen ohmschen Spannungsteiler, der auch für die Gleichspannung wirkt. An dem Widerstand R fällt folglich um so mehr Gleichspannung ab, je größer sein Widerstandswert gegenüber demjenigen des Lastwiderstandes ist. Deshalb ist diese Art der Glättung nur für solche Fälle geeignet, bei denen der Laststrom gering ist. Bei größeren Lastströmen verwendet man die Schaltung nach **Bild 4.141 b** (Tiefpaßfilter), bei der der Widerstand R durch eine Spule L ersetzt ist. Die Induktivität dieser Spule bzw. deren induktiver Blindwiderstand bei der Frequenz des Wechselspannungsanteiles soll möglichst groß gegenüber ihrem Verlustwiderstand sein, so daß man letzteren bei der folgenden Betrachtung vernachlässigen kann. Ebenfalls vernachlässigen kann man den Lastwiderstand R_L , der parallel zu dem sehr kleinen kapazitiven Blindwiderstand des Kondensators wirkt. Unter diesen Voraussetzungen erhält man hier folgende Spannungsteilerformel:

$$\frac{U_{wA}}{U_{wE}} = \frac{\frac{1}{\omega \cdot C}}{\omega \cdot L + \frac{1}{\omega \cdot C}} \quad \begin{array}{l} L \text{ in H} \\ f \text{ in Hz} \\ C \text{ in F} \end{array}$$

Stellt man diese Formel um, so erhält man:

$$\frac{U_{wA}}{U_{wE}} = \frac{1}{\omega^2 \cdot L \cdot C + 1}$$

Auch aus dieser Formel erkennt man, daß der Wechselspannungsanteil am Ausgang um so kleiner wird, je größer die Induktivität und je größer die Kapazität ist. Weiterhin sinkt der Wechselspannungsanteil mit dem Quadrat seiner Frequenz. Aus diesem Grunde ist man bestrebt, solche Gleichrichterschaltungen zu verwenden, bei denen die Frequenz des Wechselspannungsanteiles möglichst hoch ist (Zweiweg-, Brücken- oder Drehstromschaltungen). Hier findet man auch einen der Gründe dafür, daß die Bordfrequenz bei Flugzeugen relativ hoch ist (400 Hz). Diese hohe Frequenz erlaubt es, Siebschaltungen mit relativ kleinen Spulen und Kondensatoren zu verwenden, was im Interesse der Gewichtersparnis dort erwünscht ist.

Beispiel: Am Ladekondensator einer Gleichrichterschaltung (Brückenschaltung) ist ein Wechselspannungsanteil von $\Delta U_{wE} = 10 \text{ V}$ vorhanden. Die Netzfrequenz beträgt 50 Hz. Wie groß ist der Wechselspannungsanteil am Ausgang eines *RC*-Gliedes ($R = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ }\mu\text{F}$)? Wie groß ist der Wechselspannungsanteil am Ausgang eines *LC*-Gliedes ($L = 12 \text{ H}$, $C = 100 \text{ }\mu\text{F}$)?

Bei der Verwendung des *RC*-Gliedes erhält man einen Wechselspannungsanteil von:

$$\Delta U_{wA} = \frac{\Delta U_{wE}}{R \cdot \omega \cdot C + 1} = \frac{10}{1000 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 100 \cdot 10^{-6} + 1} = 0,137$$

$$\Delta U_{wA} = 137 \text{ mV}$$