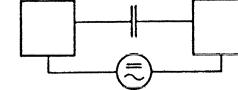
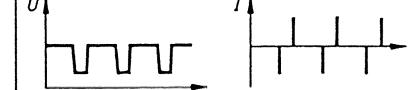
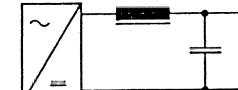
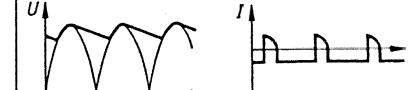
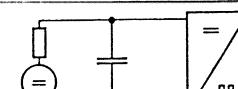
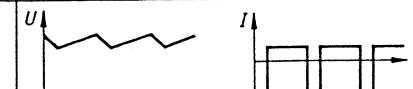
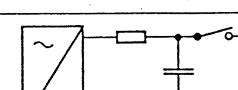
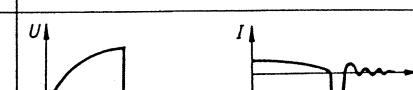
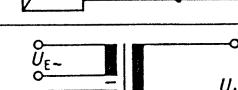
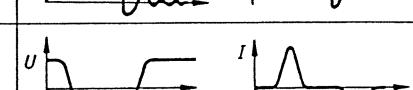
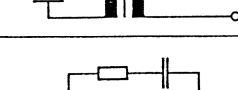
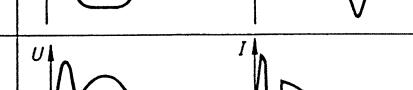
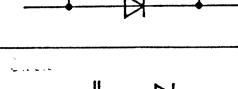
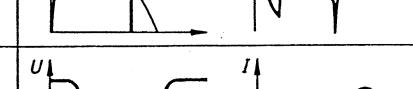
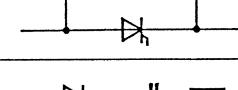
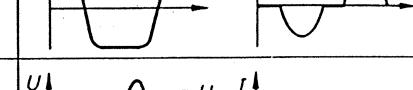
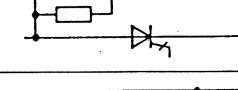
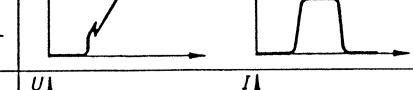
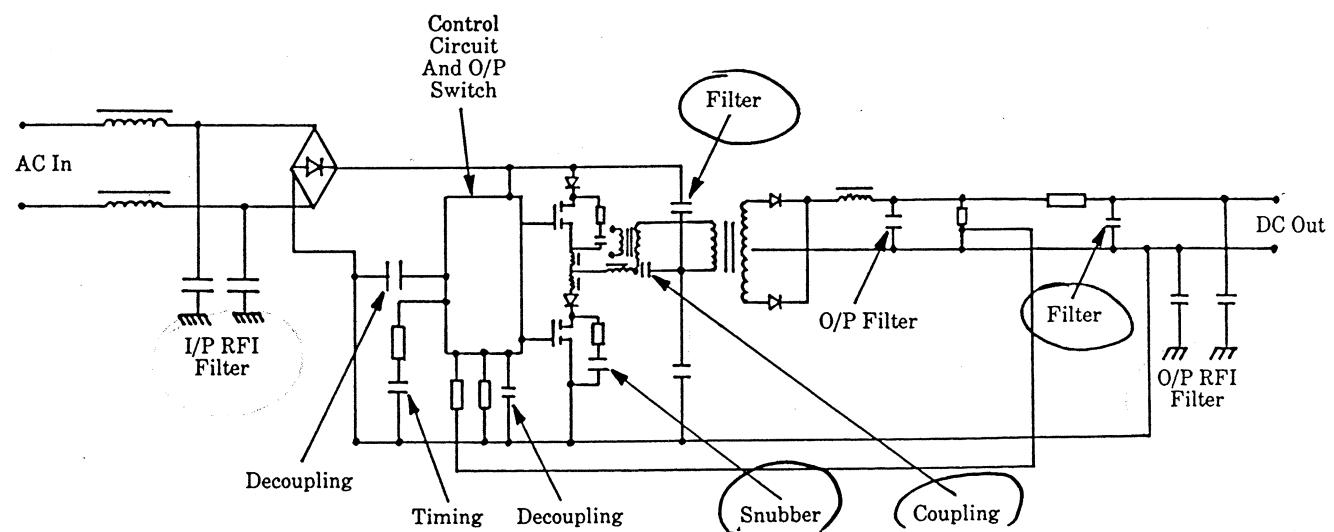


ANWENDUNGS-
GEBIETE :

Anwendung	Schaltung	Spannungs- und Stromform
Kopplung		
Glättung		
Stützung		
Stoß-Entladung		
Allgemeine Anwendung		
Bedämpfung		
Kommutierung		
Bedämpfung, niederinduktiv		
Leistung		

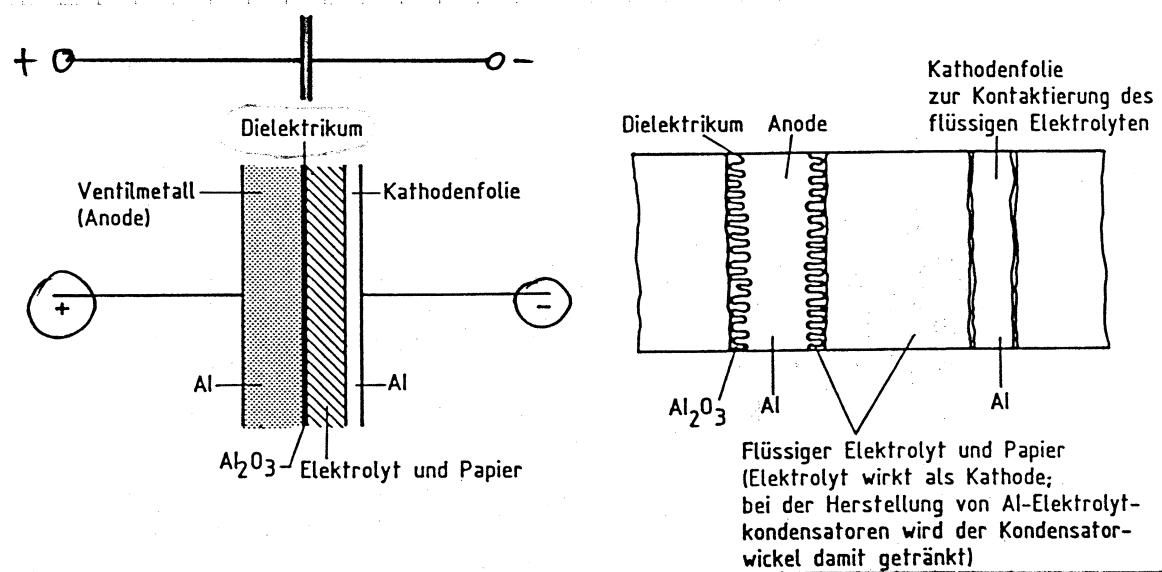


KONDENSATORTYPEN:

- ELEKTROLYT-KONDENSATOREN
 - AL
 - (Ta)
- KUNSTSTOFF-FOLIENKONDENSATOREN
 - Polypropylen, - Polyprop. - terephthalat (Polyester)
- KERAMIK-KONDENSATOREN

ELEKTROLYT-KONDENSATOREN (ELKOS)

AUFBAU:



$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d}$$

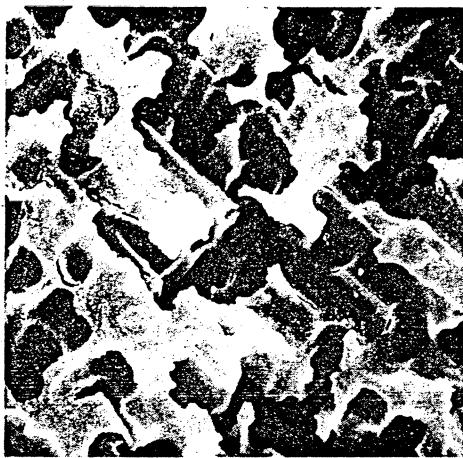
Dielektrikum wird gebildet durch
 Al_2O_3 -Schicht (extrem hohe Durchschlagsfestigkeit $> 800 \text{ V}/\mu\text{m}$ somit $d < 1 \mu\text{m}$!)

ϵ_r von $\text{Al}_2\text{O}_3 \sim 10$!

Al_2O_3 -Schicht wird durch anodische Oxidation erzeugt ("Formierung" des fertigen Kondensators durch Anlegen der Formierspannung)

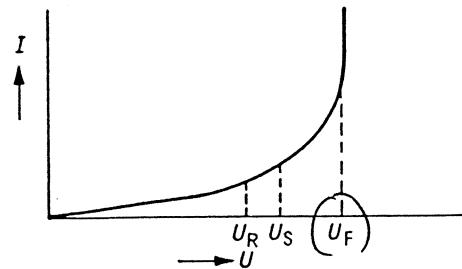
Aufbau als Rundwickel (meist Mehrfachkontakteierungen)

- Weitere Erhöhung der Kapazität durch Aufrauhen der Anoden-Oberfläche durch Urtung (Elektrolyt bildet Kathode !)



Aufgerauhte Al-Folie im Rasterelektronenmikroskop. Vergrößerung 2500fach.

FORMIEREN:

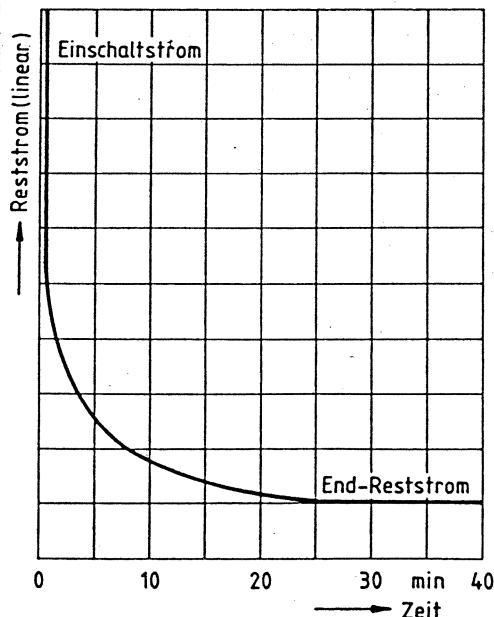


Spannungsabhängigkeit des Stroms beim Al-Elko.

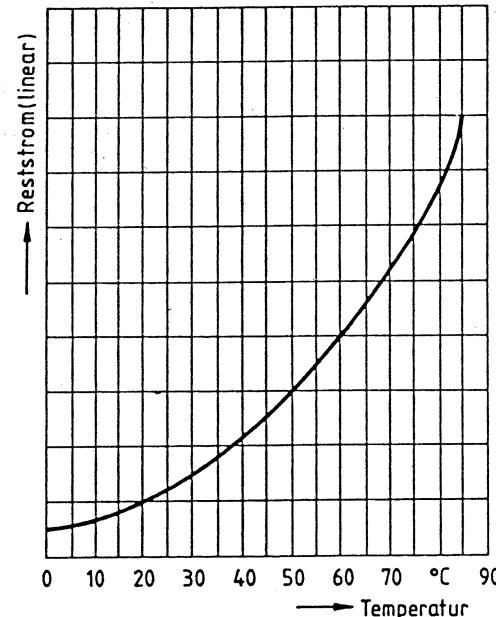
Formierspannung U_F

RESTSTROM:

Formierstrom geht im Normalbetrieb ($U < U_R$) auf Reststrom über (stark temperaturabhängig !)



Abhängigkeit des Reststroms von der Einschaltzeit.



Abhängigkeit des Reststroms von der Temperatur.

PROBLEM d. längeren spannungslosen Lagerung v. Elkos !

ERSATZSCHALTBILD:

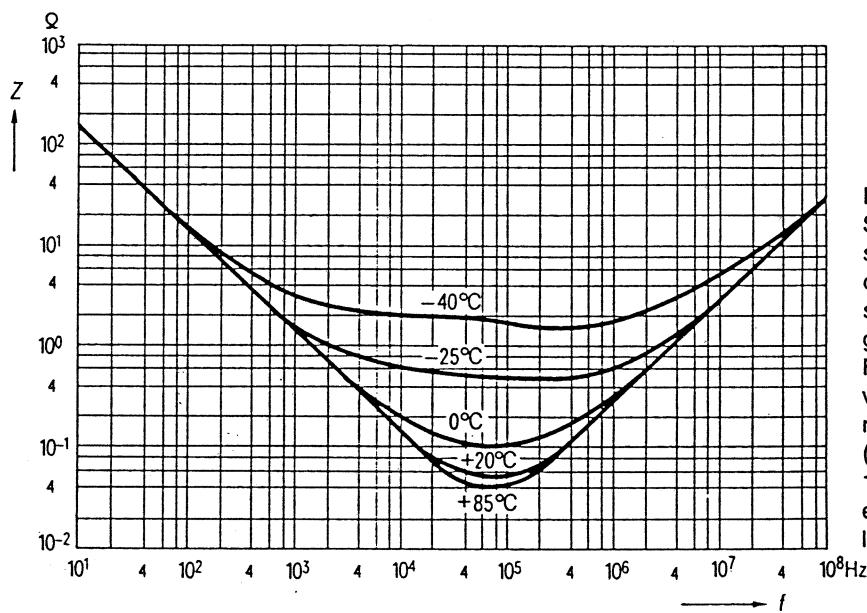
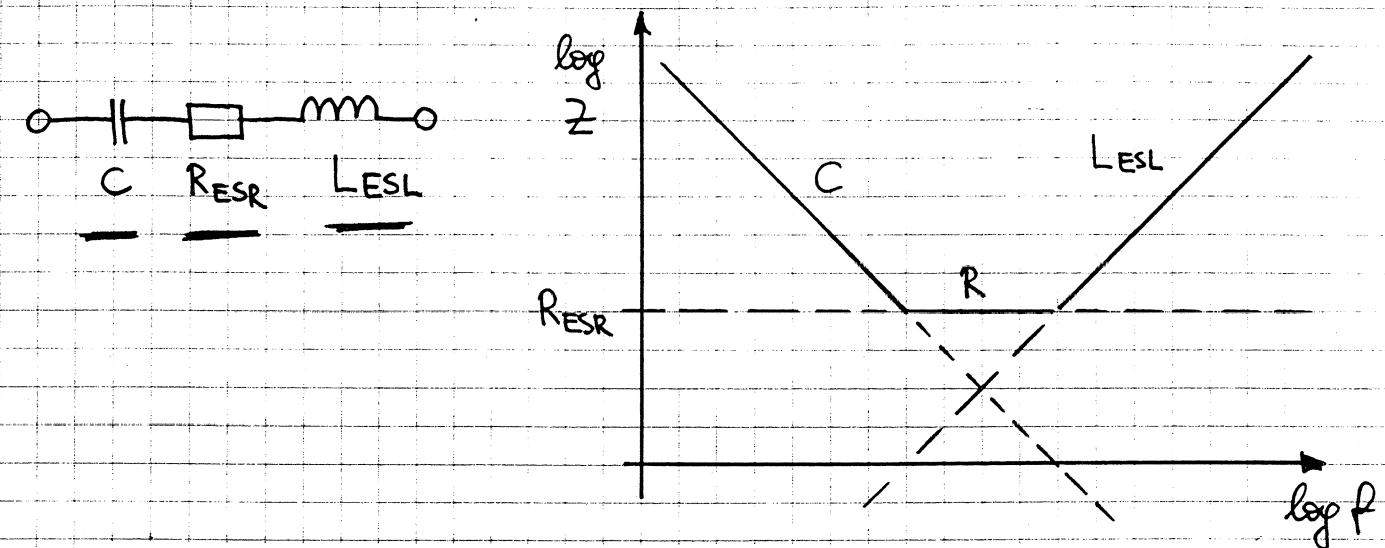


Bild 11
Scheinwiderstand eines Niedervolt-Kondensators in Abhängigkeit von der Frequenz und von der Temperatur.
(Beispiel 100 µF/63 V, vereinfachte Darstellung.)

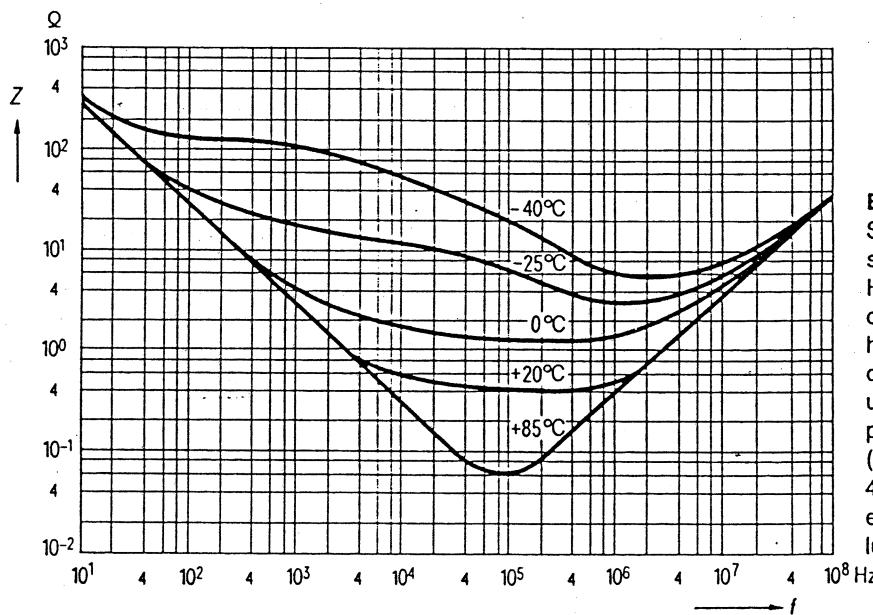
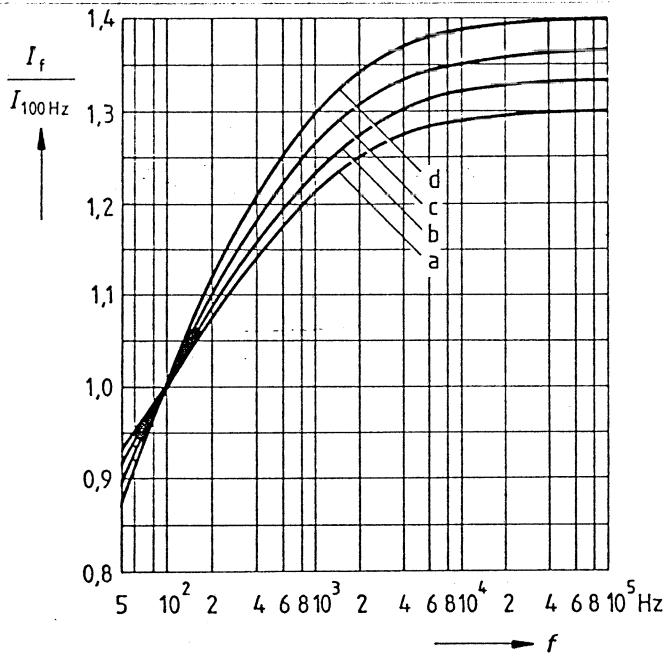


Bild 12
Scheinwiderstand eines Hochvolt-Kondensators in Abhängigkeit von der Frequenz und von der Temperatur.
(Beispiel 47 µF/350 V, vereinfachte Darstellung.)

ESR stark temperaturabhängig aber auch Frequenzabhängig (R_{ESR} kleiner mit steigender Temperatur! u. kleiner mit steigender Frequenz!)

KONSEQUENZ:

- Strombelastbarkeit (bestimmt durch ESR wgp.)
 $P_V = I_{C,RMS}^2 \cdot R_{ESR}$ Steigt mit höherer Frequenz!

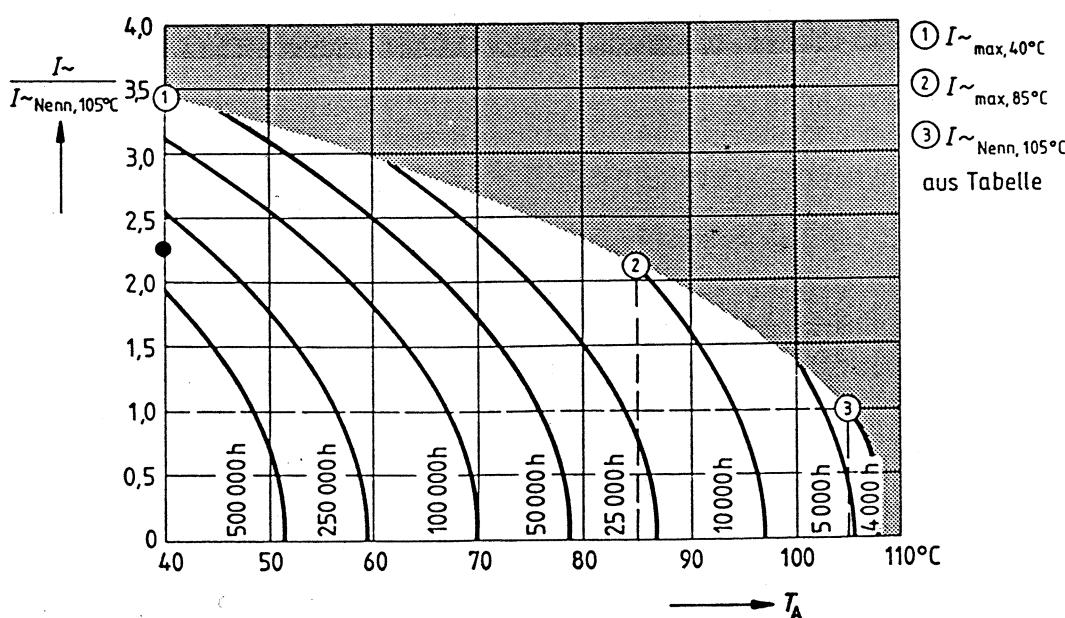


Zulässiger überlagerter
Wechselstrom I_{\sim}
in Abhängigkeit von der Frequenz f

BRAUCHBARKEITSDAUER

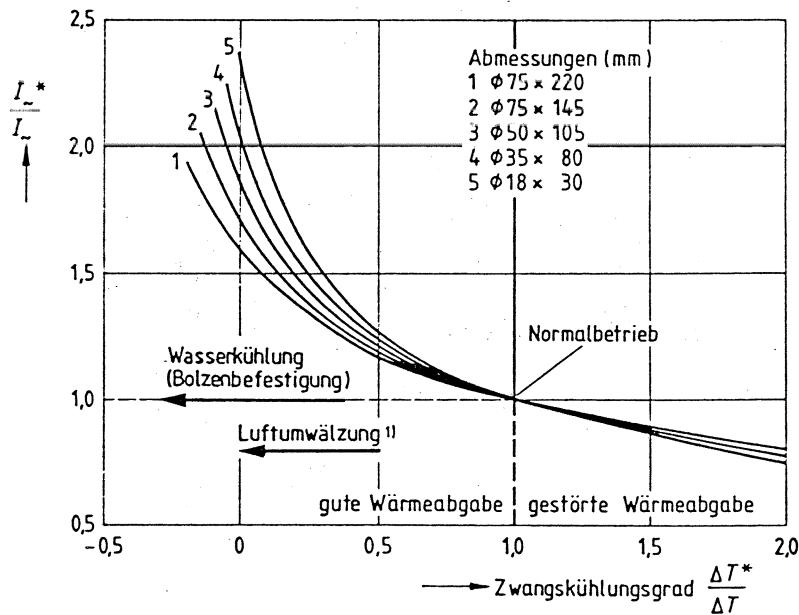
Nutzungsdauer bestimmt durch Elektrolyt (trocknet aus!)

Bei zunehmig Elektrolyt: Werte (insbes. C u. ESR)
verschlechtern sich rapide!



GESETZ v. ARRHENIUS: bei 10°C Temperatursenkung verdoppelt sich die Lebensdauer

- Verbesserung der Brauchbarkeitsdauer und / oder der Strombelastbarkeit durch **ZWANGSKÜHLUNG**:



Al-Elektrolyt-Kondensator
Beeinflussung der Wechselstrombelastbarkeit durch Zwangskühlung.

ΔT Temperaturdifferenz $\Delta T = T_{\text{Gehäuse}} - T_{\text{Umgebung}}$
 I_{\sim} zulässiger Wechselstrom bei Normalbetrieb
 \cdot Werte bei Zwangskühlung

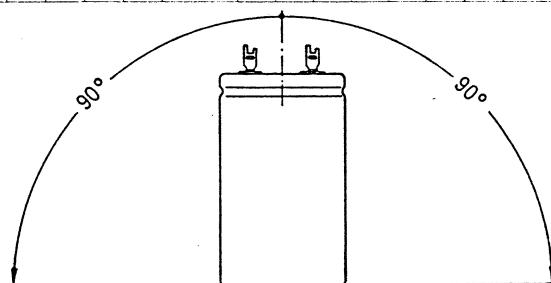
"**BOLZENKÜHLUNG**"

¹⁾ Für einen Al-Elko mit der Gehäusegröße Ø 75 x 220 kann als Anhaltspunkt gelten, daß durch Zwangskühlung mit 2 m/s Luftgeschwindigkeit ein I_{\sim}/I_{\sim}^{*} von etwa 1,4 erreicht wird.

ZU BEACHTEN IST WEITERS:

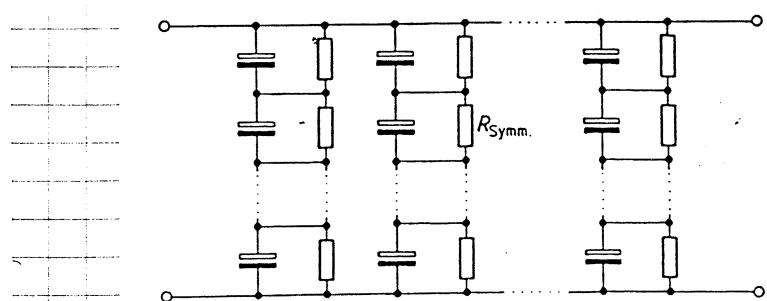
EMPFOHLENE

GEBRAUCHSLAGE:



SYMMETRIERUNG DER SPANNUNG

BEI KONDENSATORBATTERIEN:



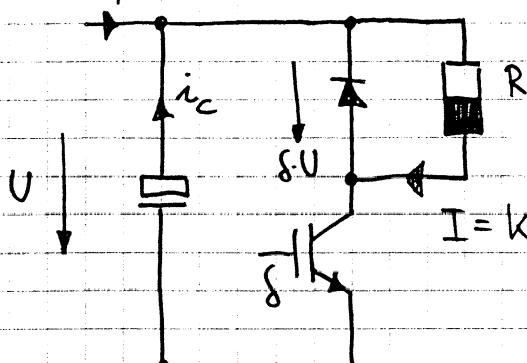
$$R_{\text{Symm.}} \sim 50 \text{ M}\Omega \cdot \mu\text{F} / \text{C}$$

DIMENSIONIERUNGSBEISPIEL: 2K-ELKO EINES

子

GLEICHSTROMSTELLERS

$$I' = \text{konst} = I \cdot \delta$$



$$U = 600 \text{ V}$$

$$R = 5\Omega$$

$$f = 10 \text{ kHz}$$

$$I_{C_1, \text{RMS}}^2 = I^2 [S - S^2] = \frac{U^2}{R^2} \cdot [S^3 - S^4]$$

$$\delta_1 = \frac{3}{4}$$

$$I_{C,RMS,max} = \frac{U}{R} \cdot \frac{\sqrt{3}}{16} = \frac{600V}{5\Omega} \cdot 0,325 = \underline{39A}$$

$$0,325 \quad \text{bei } \delta = \frac{3}{4}$$

Gewählt:

$2 \times 3900\mu F$ / 350V IN SERIE

SIEMENS B43650/670 77 mm ϕ x 144 mm

$I_{n\text{enn}} = 20 \text{ A}$ bei 105°C u. 10 kHz

$3^9 A \hat{=} \sim 2 \times I_{\text{nenn}}$ → aus Diagramm

bei $T_A = 50^\circ C$ BRAUCHBARKEITSDAUER:

$\sim 200,000$ h $\hat{=}$ ~ 23 Jahre!

SPANNUNGSRIPPEL AN C:

$$i = C \cdot \frac{du}{dt}$$

$$\Delta U_C = (1-\delta) \cdot I \cdot \delta \cdot T \cdot \frac{1}{C} = U \frac{T}{RC} \underbrace{\left[\delta^2 - \delta^3 \right]}_{\text{...}}$$

$$f_2^{-1} = 2f - 3f^2 = \emptyset$$

$$\delta_2 = \frac{2}{3}$$

$$\Delta U_{C,\max} = U \cdot \frac{I}{R_C} \cdot \frac{4}{27} = 600V \cdot \frac{100\mu s \cdot 2}{5\Omega \cdot 3900\mu F} \cdot \frac{4}{27} \approx 1V \quad \text{bei } \delta = \frac{2}{3}$$

SPANNUNGSRIPPEL AN ESR:

ESR: typ. $5m\Omega$ @ $10kHz$

$$\Delta U_{ESR} = (1-\delta) \cdot I \cdot R_{ESR} = U \cdot \underbrace{\frac{R_{ESR}}{R}}_{\varphi_3} \cdot [\delta - \delta^2]$$

$$\underline{\Delta U_{ESR,\max} = U \cdot \frac{R_{ESR}}{R} \cdot \frac{1}{4}}$$

$$\varphi_3^1 = \theta \\ \underline{\delta_3 = \frac{1}{2}}$$

$$= 600V \cdot \frac{2 \cdot 5m\Omega}{5000m\Omega} \cdot \frac{1}{4} = 0,3V$$

SPANNUNGSRIPPEL AN ESL:

$L_{ESL} \sim 18\mu H$ / ELKO

$$\underline{\Delta U_{ESL} = L_{ESL} \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} = 18\mu H \cdot 2 \cdot \frac{120A}{500\mu s} = 8,6V !}$$

\uparrow geschätzte IGBT-Einschaltzeit!

KUNSTSTOFF-FOLIENKONDENSATOREN

AUFBAU: WICKEL- bzw. SCHICHT-TECHNIK

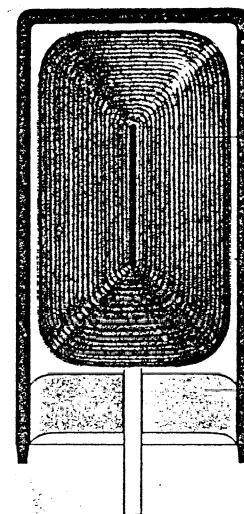
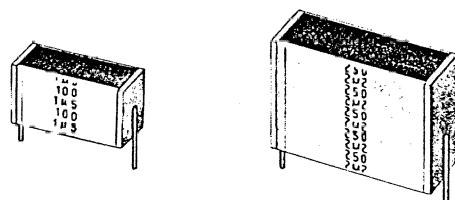
von KUNSTSTOFF-FOLIEN mit im Vakuum bedampften Metallbelägen (20-50µm dick)

Dielektrika: POLYPROPYLEN (MKP, MFP, FKP, ...)
 POLYESTER (MKT, MKS, ...)

SELBSTHEILEND!

WICKELTECHNIK →

SCHICHTTECHNIK:



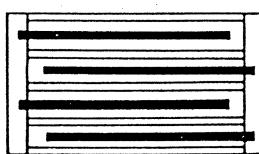
case of flame-retardant plastic

capacitor element appearing in the cross-section in black because of the metallization

the capacitor section is embedded in non-shrinking cast resin

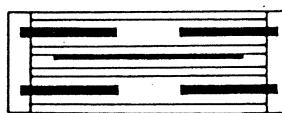
seal of cast resin cured at elevated temperatures

CONNECTION A



— Polypropylene film
— Metal layer

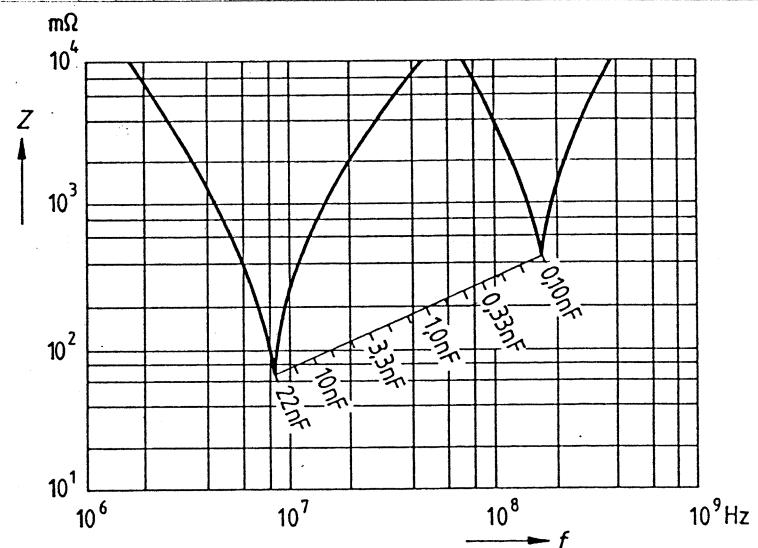
CONNECTION B



— Polypropylene film
— Metal layer
— metallized polypropylene

IMPEDANZVERLAUF:

- hohe Güte
(ausgeprägte Resonanz!)
- kleiner ESR



1 nH je mm Anschlußdraht- und Kondensatorlänge

IMPULSBELASTBARKEIT:

$$\text{begrenztes } \int i^2 dt \quad i = C \cdot \frac{du}{dt} \rightarrow \int \left(\frac{du}{dt} \right)^2 dt \text{ begrenzt}$$

$$\text{Def. : } k_o = 2 \cdot \int \left(\frac{du}{dt} \right)^2 dt \rightarrow k_o = 2 \cdot \frac{U_{ss}^2}{T} \quad P. \quad \begin{array}{c} \uparrow U_{ss} \\ \diagdown \\ \text{I} \end{array} \quad 139$$

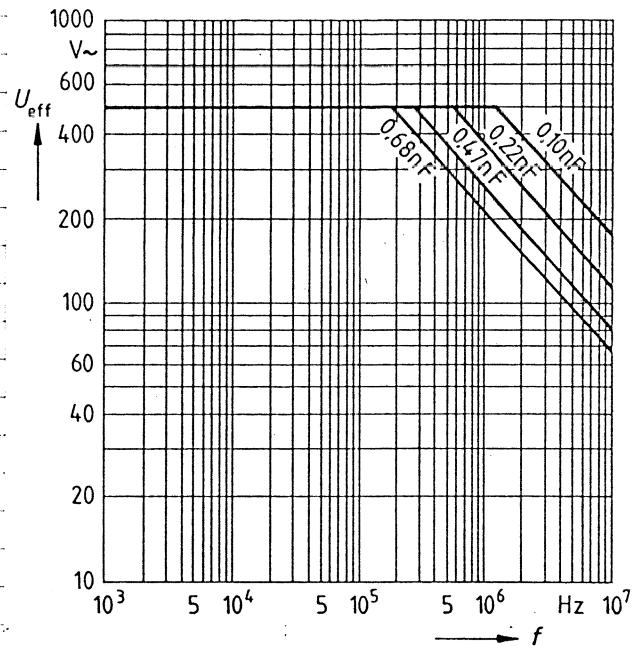
maximales k_0 im Datenblatt spezifiziert ($V^2/\mu s$)!

MAX. SPANNUNGS -

B32642/1600V-

BEANSPRUCHUNG:

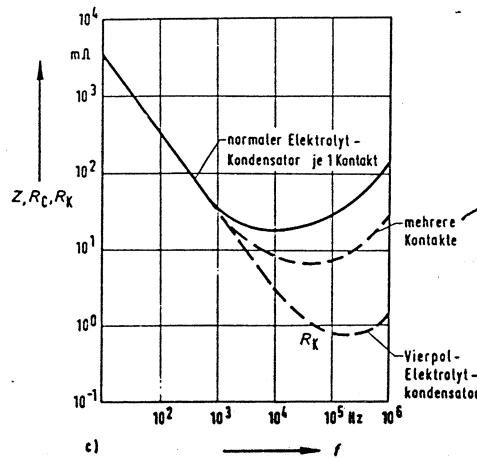
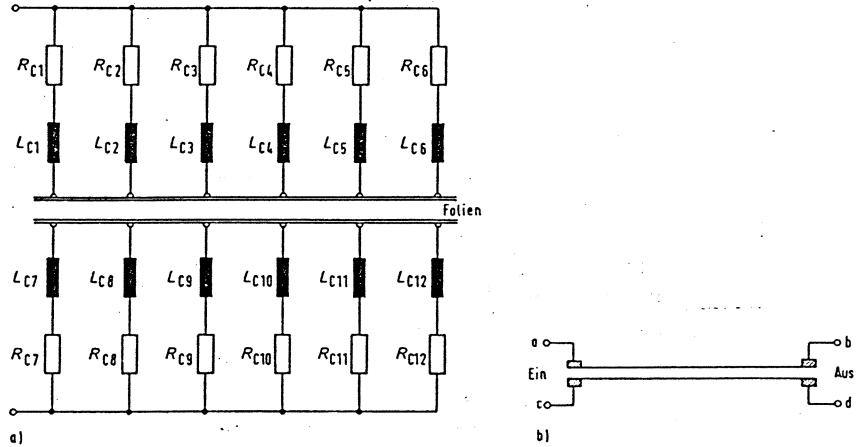
- Reduktion bei höheren Frequenzen wegen Strom!



FÜR HÖCHSTE ARBEITSFREQUENZEN: ($> \text{MHz}$)

VIERPOL-

KONDENSATOREN

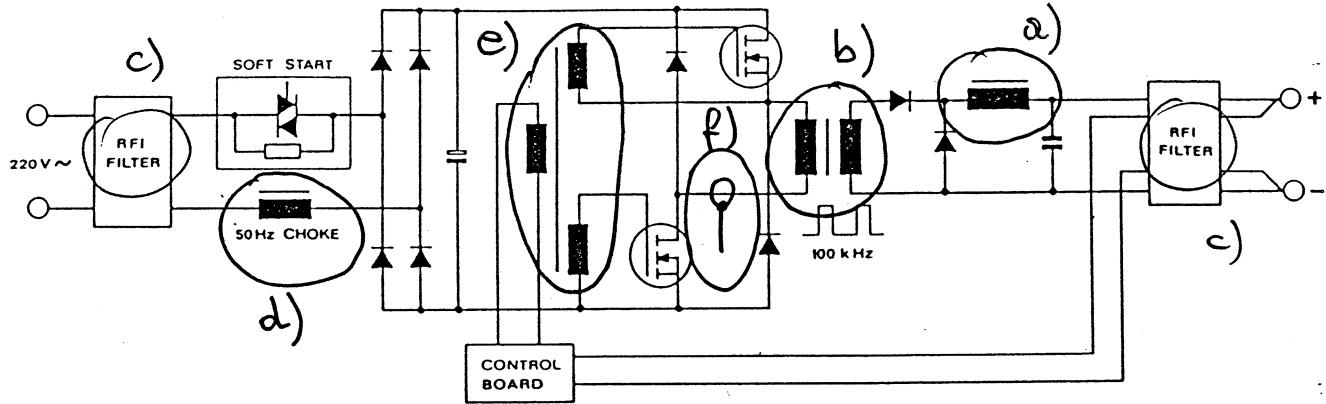


SNT-ELKO!

a Verbesserung des Frequenzganges des Scheinwiderstandes bzw. des Serienersatzwiderstandes R_C durch Mehrfachkontakteierung der Folie; b Vierpol-Elektrolytkondensator, c Frequenzgang eines normalen und eines Vierpol-Kondensators

MAGNETISCHE BAUTEILE IN DER LEISTUNGSEL.

Einteilung nach Anwendungen (Bsp. SNT):



- a) • GLÄTTUNGSDROSSELN („Speicherdrosseln“)
- b) HF - TRAFOS (LEISTUNGSÜBERTRAGER)
- c) FILTERINDUKTIVITÄTEN (P. HF-Entstörung)
 - COMMON - MODE - DROSSELN („STROMKOMPENSIERTE DR.“)
 - DIFFERENTIAL - MODE - DROSSELN
 - SCHUTZLEITER - DROSSELN
- d) 50Hz - DROSSELN (P. niedrfrequente Netz-OS!)
- e) PULSÜBERTRAGER ZUR ANSTEUERUNG VON LEISTUNGSTRANSISTOREN
- f) STROMWANDLER
- g) SONSTIGE : UMSCHWINGDROSSELN, TRANSDUKTOREN, ZÜNDÜBERTRAGER, ...

EINTEILUNG NACH KERNMATERIALIEN

1.) EISEN (Dynamoblech)

+ preisgünstig, hohe Induktion (1-2T)

- hohe Kernverluste

- KONVENTIONELLE M- bzw. EI-SCHNITTE:

für 50Hz - Drosseln

- RINGBAND- bzw. SCHNITTBANDKERNE:

Δ f. Trafos im Mittelfrequenzbereich
(bis einige kHz, bei Banddicken von $\leq 0,1\text{mm}$)

Δ f. Glättungsdr. auch bei höheren Freqs. Wenn
Rippel gering

2.) AMORPHE METALLE

→ Fe, Ni, Co-Legierungen

→ 0,5-1,5T

+ hohe Induktion, geringe Kernverluste

- teuer

- NUR ALS RING- od. SCHNITTBANDKERN

Δ für Trafos im Frequenzbereich bis 100 kHz

VITROVAC, METGLAS

3.) PULVERKERNE

„Kerne mit eingebautem Luftspalt“

Carbonyleisenpulver bzw. Molypermalloypulver
vermischt mit nichtmagnetischen, nichtleitenden
Stoffen (z.B. Kunststoff)

+ hohe Induktion (bis zu 1T)

geringe Kernverluste

"verteilter" Luftspalt

breite Variationsmöglichkeiten

- praktisch kaum als Trafo einsetzbar

meist Ringkern \rightarrow aufwendig zuwickeln!

• FÜR GLÄTTUNGSDROSSLER (z.B. bei SNT)

POWDER CORES, $\text{Co}(\mu)$

4.) FERRIT-KERNE

+ geringe Kernverluste, viele Bauformen

(Materialien und Geometrien!)

rel. Preisgünstig

- geringere Induktion ($B_{\max} \leq 0,1 \dots 0,3 \text{T}$)

ANWENDUNGEN:

Als HF-TRAFOS UND GLÄTTUNGSDROSSELN

(mit Luftspalt!) bis in den MHz-Bereich

MARKENNAHMEN:

Siemens: SIFERRIT N27, N67, N47, N87, ...

Philips: Ferroxcube 3C80, 3C85, 3F3, 3F4, T38

TDK: H7C1, H7C4

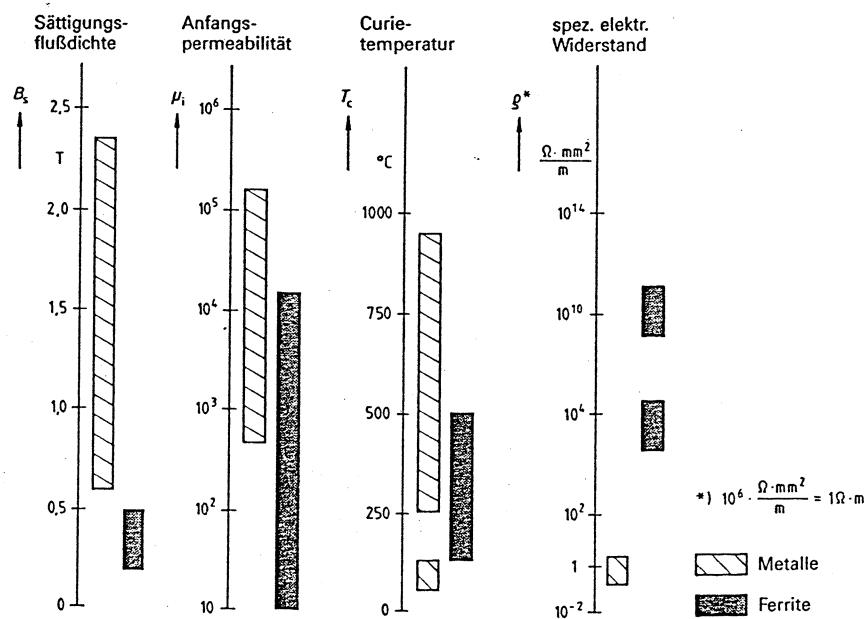
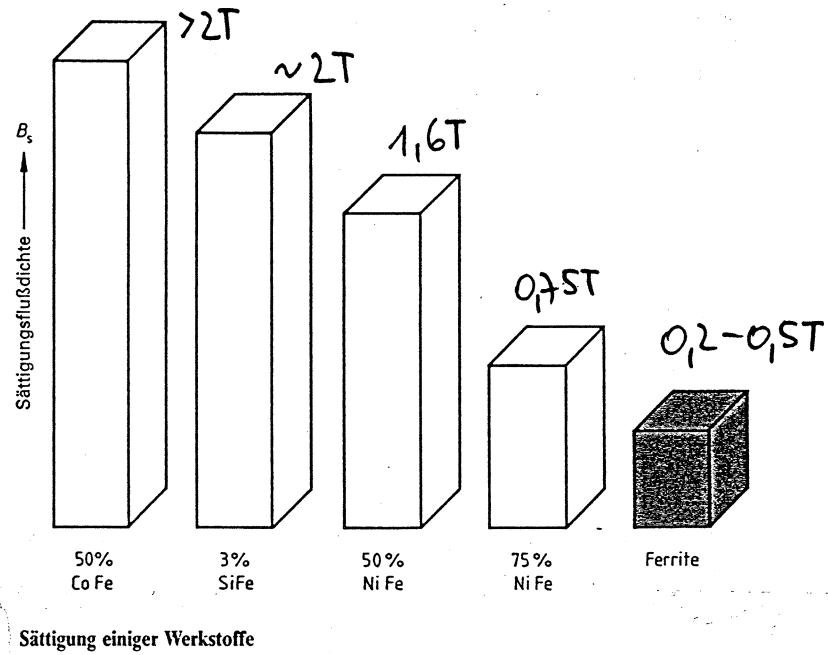
Magnetics: -R, P

FERRITE: „schwarze“ Keramik

z.B. MeFe_2O_4 mit Me = Mn, Zn, Ni, Co, Mg, ...

HERSTELLUNG: Mahlen, Pressen, Sintern, Bearbeiten

GEGENÜBERSTELLUNG METALL - FERRIT



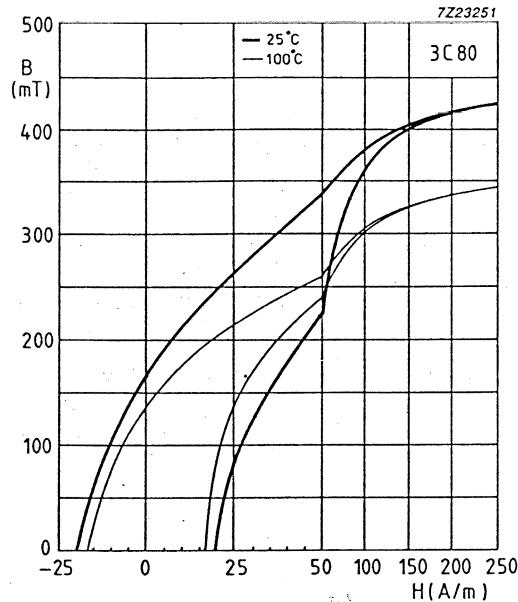
Typische Unterschiede zwischen Metallen und Ferriten

VERGLEICH FERRIT J. 1. GENERATION MIT

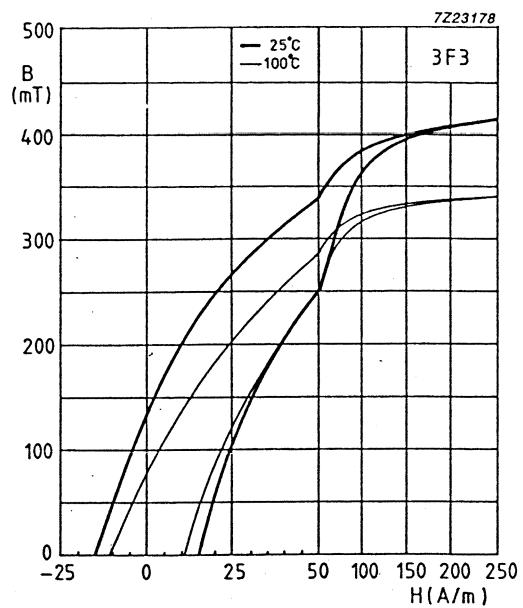
MODERNEM "HF-LEISTUNGSFERR.

3C80

3F3



Typical B-H loops.



Typical B-H loops.

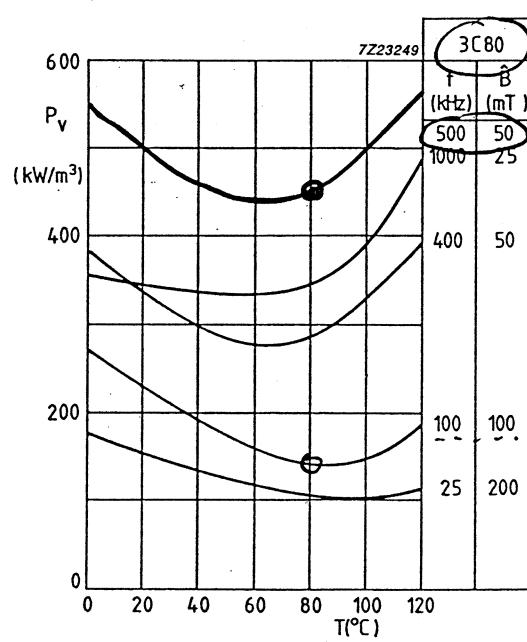


Fig.7 Specific power loss for several frequency/flux density combinations as a function of temperature.

$$P_V = 450 \text{ mW/cm}^3$$

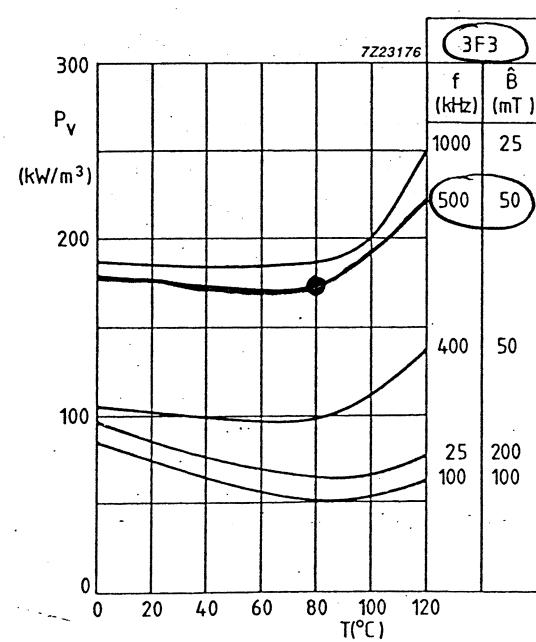
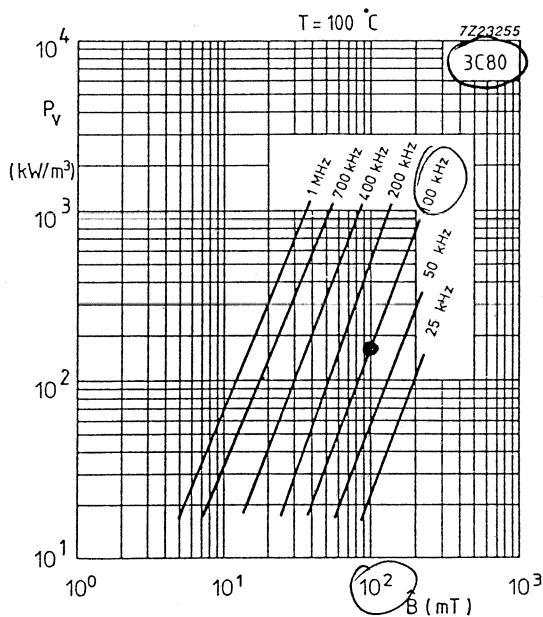
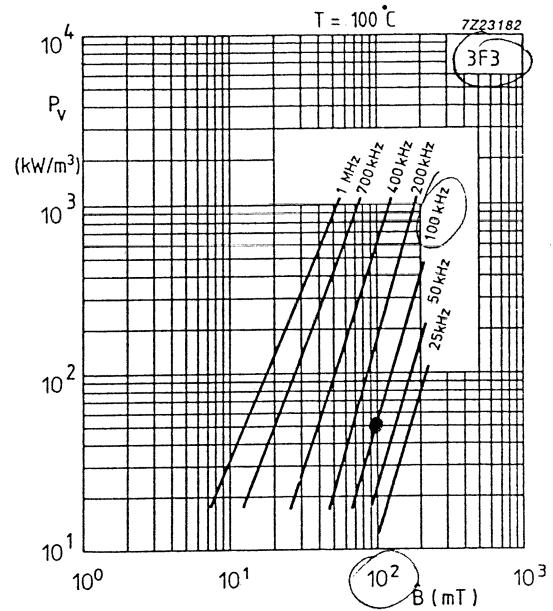


Fig.7 Specific power loss for several frequency/flux density combinations as a function of temperature.

$$P_V \sim 170 \text{ mW/cm}^3$$

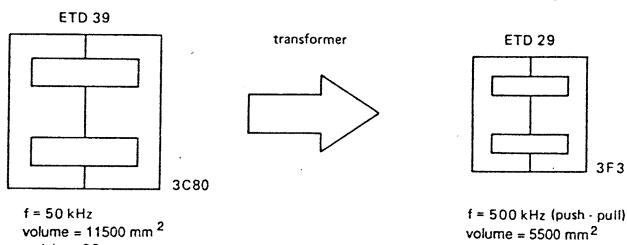


Specific power loss as a function of peak flux density with frequency as parameter.

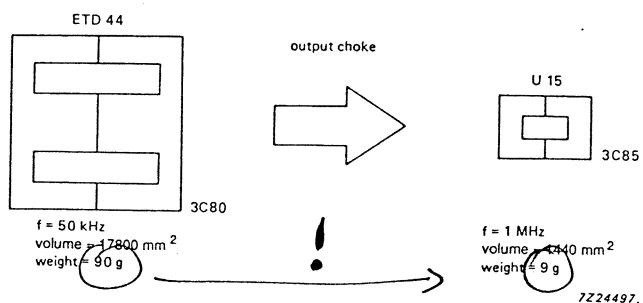


Specific power loss as a function of peak flux density with frequency as parameter.

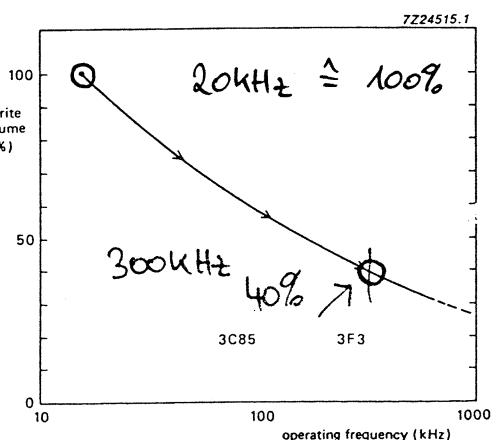
REDUKTION DES BAUVOLUMENS DURCH ERHÖHUNG DER ARBEITSFREQUENZ:



(Besseres Material
vorausgesetzt!)



Decrease of ferrite component size for increasing frequency.



OPTIMALE ARBEITSFREQUENZ EINES HF-TRAFOS

(Maximierung d. Durchgangsleistung durch Minimierung der Verluste):

$$P_{Fe} \sim B^2 \cdot f^k$$

$$\mu = N \cdot A \cdot \frac{dB}{dt}$$

$$P_{Fe} \sim \frac{U^2}{f^2} \cdot f^k$$

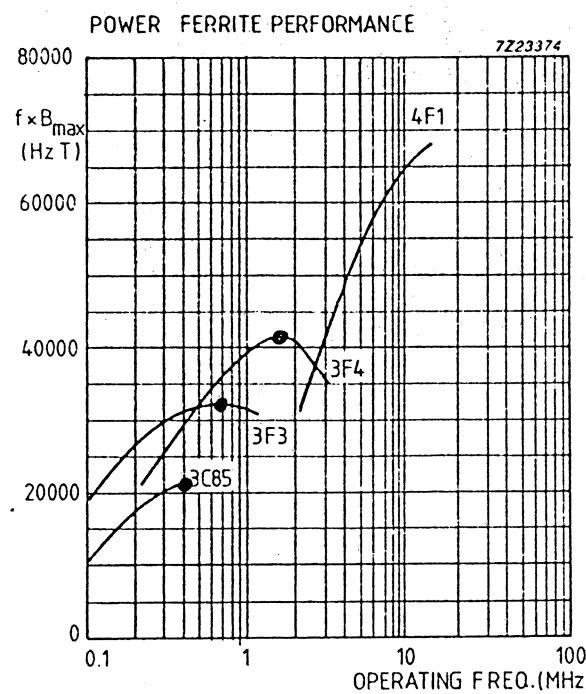
$$U = 2\pi \cdot f \cdot N \cdot A \cdot B$$

$$B \sim \frac{U}{f}$$

für $U = \text{konst.}$ und $k < 2$ sinken die Kernverluste mit steigender Frequenz!

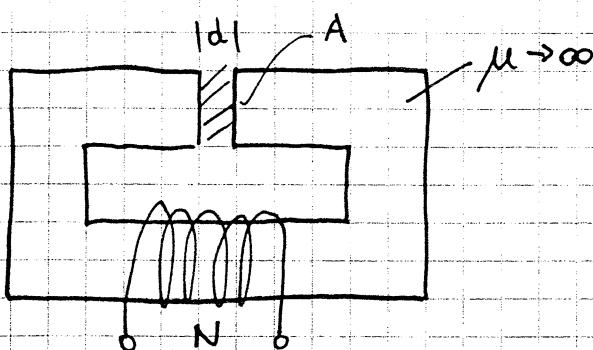
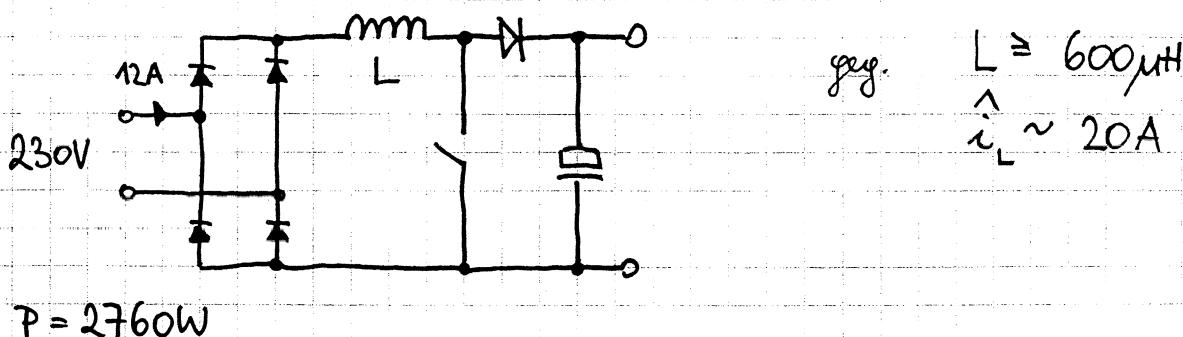
Bei sehr hohen Frequenzen gilt allerdings $k > 2$

→ $P_{Fe} \uparrow$ wenn $f \uparrow$ → OPTIMALE FREQUENZ f_{opt}
(f. BESTIMMTES MATERIAL)



Performance factor ($f \cdot B_{\max}$) as a function of frequency for material grades 3C80, 3C85, 3F3, 3F4 and 4F1.

BEISPIEL: GLÄTTUNGSDROSSEL FÜR AKTIVEN GEICHRICHTER



$$L \cdot \hat{i} = N \cdot A \cdot \hat{B}$$

$$\hat{i} \cdot N = \hat{B} \frac{d}{\mu_0}$$

$$I_{RMS} = 12A \quad S = 2 \dots 5A/mm^2$$

$$\text{mit } S = 4A/mm^2 \dots A_{Cu} = 3mm^2 \rightarrow \phi_{Cu} \approx 2mm$$

Wahl: E65 - Ferrit-Kern $A_{Fe} \approx 530mm^2$

Querschnitt des Spulenköpfen: $\approx 400mm^2$

$$\text{bei } 50\%-\text{Befüllung: } N = \frac{400mm^2}{2} \cdot \frac{1}{3mm^2} \approx 67 \text{ Wdg.}$$

Kontrolle: Wickelfenster $10 \times 39mm \rightarrow$

$$39/2,2 \approx 17 \text{ Wdg./Lage}$$

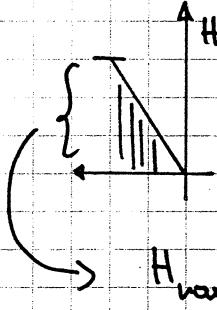
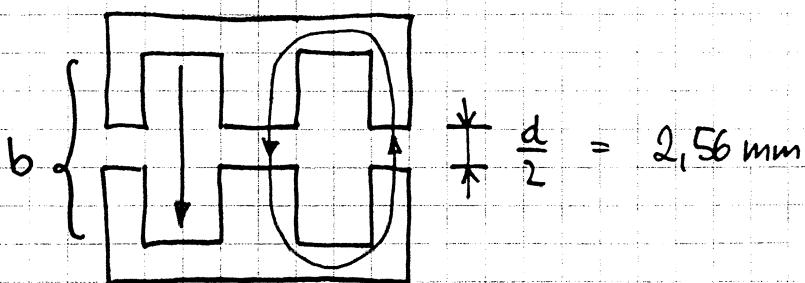
$$4 \text{ Lagen} = 8,8mm \text{ hoch} \quad N = 4 \times 17 = 68 \text{ Wdg.}$$

Material: 3C80 $\hat{B} \sim \frac{1}{3} T$

$$L = \frac{N \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe}}{\hat{i}} = \frac{68 \cdot 1Vs \cdot 530mm^2}{20A \cdot 3m^2} = 600 \mu H$$

LUFTSPALT:

$$d = \frac{\mu_0 \cdot \hat{i} \cdot N}{\hat{B}} = \frac{4 \cdot 10^{-7} Vs \cdot 3 m^2 \cdot 68.204}{Am \cdot 1 Vs} = 5,12 \text{ mm}$$



Induktivität in der Praxis höher wg.

Energie im Wickelraum

$$W = \frac{B \cdot H}{2} = \mu_0 \cdot \frac{H^2}{2}$$

KORREKTURMÖGLICHKEITEN: 1.) Größeres L in Kauf nehmen

(geringerer Rippel)

2.) Luftspalt d größer $\rightarrow \hat{B} \downarrow !$ (Kern magnetisch nicht mehr ausgenutzt!)

3.) Er. kleinerer Kern $\rightarrow M55$

4.) gleicher Kern (M65) aber weniger Windungen mit dickerem Draht \rightarrow weniger Cu-Verluste!

KUPFERVERLUSTE:

mittl. Windungslänge $l_N = 15 \text{ cm}$

$$R = \frac{l}{2 \cdot A_{Cu}} = \frac{68 \cdot 0,15 \text{ m} \cdot \text{mm}^2}{40 \text{ Sm} \cdot 3,14 \text{ mm}^2} \approx 80 \text{ m}\Omega$$

\uparrow warmes Cu!

$$P_{Cu} = I_{max}^2 \cdot R = 12A^2 \cdot 80m\Omega$$

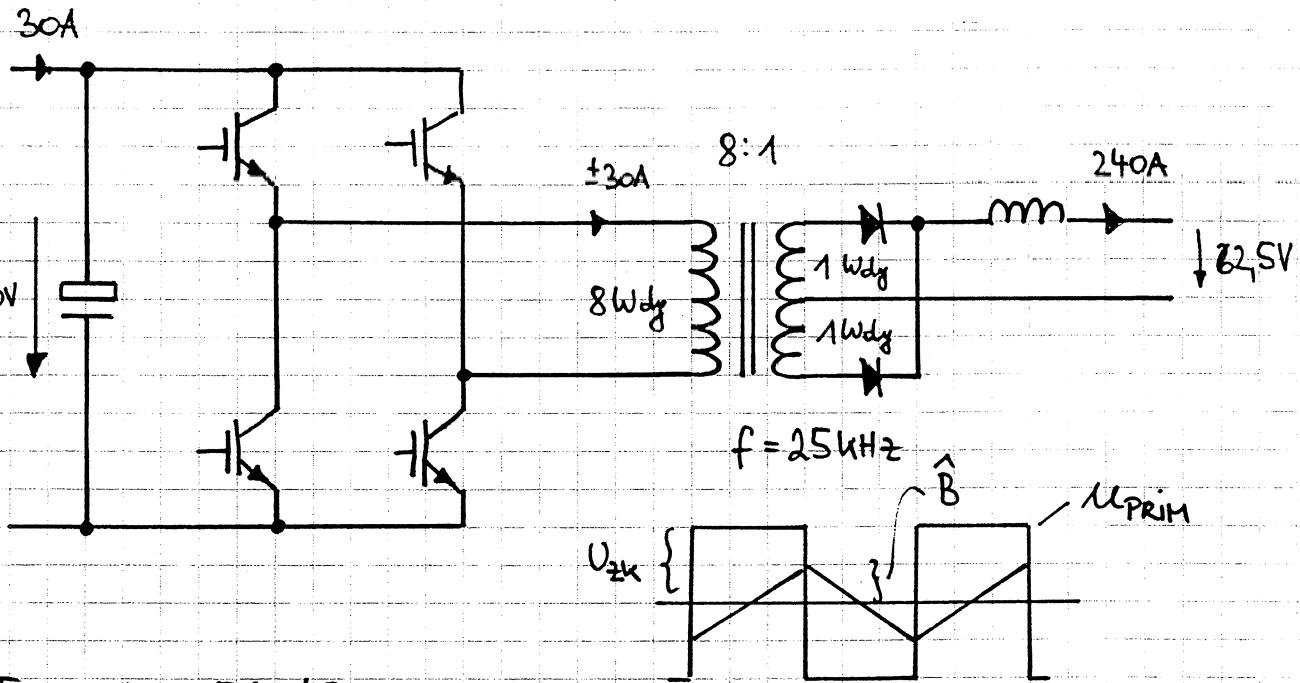
$$\underline{P_{Cu} \approx 11,5 \text{ W}}$$

EISENVERLUSTE

$$\underline{P_{Fe} = ?}$$

BSPL: HF-TRAFO FÜR 15kW-SCHWEISSGERÄT

10



Es soll E65/27 -

Kern-STAPEL verwendet werden:

lt. DB: bei $\hat{B} = 200\text{mT}$ u. 3C85 $P_{FE} = 12\text{W/Paar}$

$$\mu = N \cdot A \cdot \frac{dB}{dt} \rightarrow U_{2k} = N \cdot A \cdot \frac{\Delta B}{\Delta T} = N \cdot A \cdot \frac{2\hat{B}}{T/2}$$

$$A_{\#} = \frac{U_{2k}}{4 \cdot f \cdot N \cdot \hat{B}} = \frac{500\text{V}}{4 \cdot 25\text{kHz} \cdot 8\text{Wdg} \cdot 0,2\text{T}} = 3125 \text{ mm}^2$$

$\hat{=}$ 6 Kernräume

Primär: 8 Wdg $8,31 \text{ mm}^2$ HF-Litze
 $\phi \approx 5\text{mm}$ für 30A

$$P_{FE} = 6 \cdot 12\text{W} = 72\text{W}$$

$$S = 3,61\text{A/mm}^2 \checkmark$$

$$P_{Cu, \text{prim}} : l_{\text{prim}} = 8 \cdot (27\text{mm} \cdot 6 \cdot 2 + 2 \cdot 100\text{mm}) = 4,2\text{m}$$

Wickelkopf

$$R_{\text{prim}} = \frac{4,2\text{m}}{40 \cdot 8,31} = 12,6\text{m}\Omega$$

$$P_{Cu, \text{prim}} = 30^2 \text{A}^2 \cdot 12,6\text{m}\Omega = 11,4\text{W}$$

n

Sekundär: M2-Schaltung mit 2×1 Wdg
je 4 Stränge $8,31 \text{ mm}^2$ HF-Litze parallel

240A



je Diode

$$\frac{240\text{A}}{\sqrt{2}} = 170\text{A}_{\text{eff}}$$

$$S = \frac{170\text{A}}{4 \cdot 8,31 \text{ mm}^2} = 5,1 \text{ A/mm}^2 \quad \checkmark$$

$$l_{\text{SEK.}} = 1 \cdot (27\text{mm} \cdot 6 \cdot 2 + 2 \cdot 100\text{mm}) = 0,525\text{m}$$

$$R_{\text{SEK.}} = \frac{0,525\text{m}}{40 \cdot 4 \cdot 8,31} = 0,14 \text{ m}\Omega$$

$$\underline{P_{\text{Cu, SEK.}} = 2 \cdot 170^2 \text{ A}^2 \cdot 0,14 \text{ m}\Omega = 22,8\text{W}}$$

TRAFOVERLUSTE:

$$P_V = P_{\text{FE}} + P_{\text{Cu, prim}} + P_{\text{Cu, SEK.}}$$

$$= 72\text{W} + 11,4\text{W} + 22,8\text{W} = 106\text{W} !$$

TRAFO-WIRKUNGSGRAD:

$$\eta_{\text{TR}} = 1 - \frac{P_V}{P} = 1 - 106\text{W} / 15000\text{W} = \underline{\underline{99,2\%}} !$$

HAUPTINDUKTIVITÄT (primärseitig!):

3C85-Kernpaar ohne Luftspalt: $A_L = 7400 \text{ nH / Wdg}^2$

$$L_h = 6 \cdot 7,4 \mu\text{H} \cdot 8^2 = 2,8 \text{ mH}$$

MAGNETISIERUNGSSSTROM: $I = L_h \frac{di}{dt} \rightarrow U_{2u} = L_h \frac{2 \overset{\wedge}{i_M}}{\sqrt{2}}$

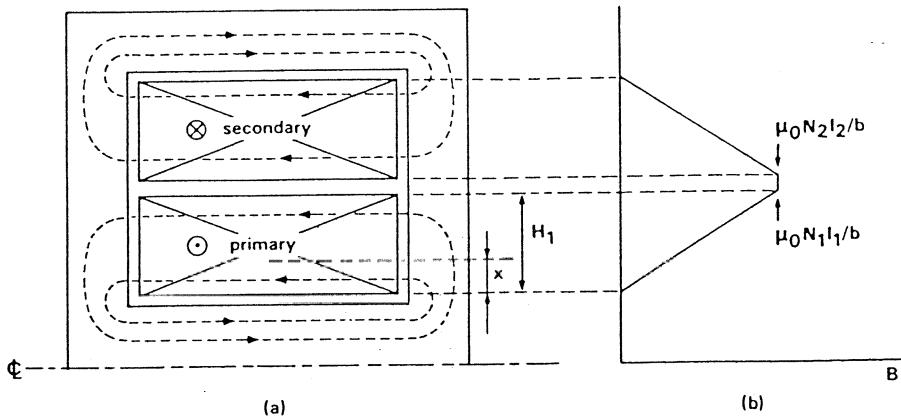
$$\overset{\wedge}{i_M} = \frac{U_{2u}}{4 \cdot f \cdot L_h} = \frac{500\text{V}}{4 \cdot 25\text{kHz} \cdot 2,8 \text{ mH}} \approx \underline{\underline{1,8\text{A}}}$$

STREUINDUKTIVITÄT:

?

BERECHNUNG BZW. REDUKTION D. TRAFO-STREUUNG

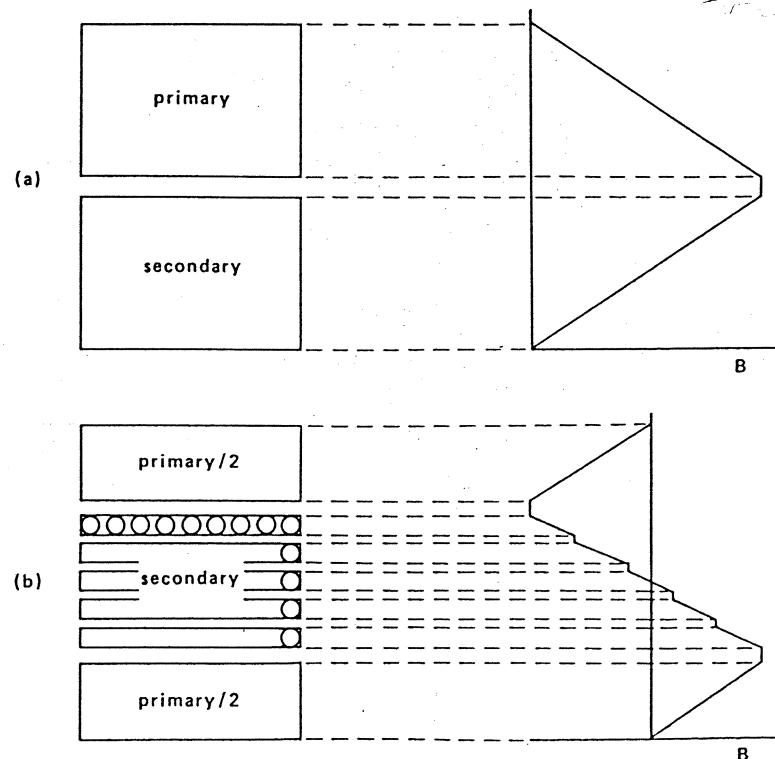
12



(a) Leakage flux paths in an idealized, short-circuited (to main flux) transformer. (b) Flux-density distribution.

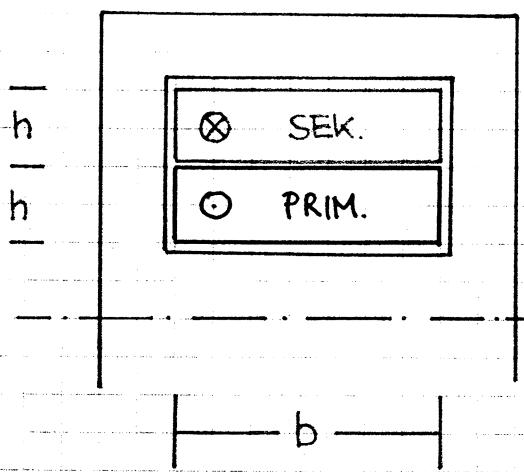
$$W_s = \frac{1}{2} L_s \cdot I^2 = \int w \, dv = \frac{1}{2} \mu_0 \int h^2 \, dv$$

VERRINGERUNG DURCH VERSCHACHTELUNG D. WICKLUNGEN

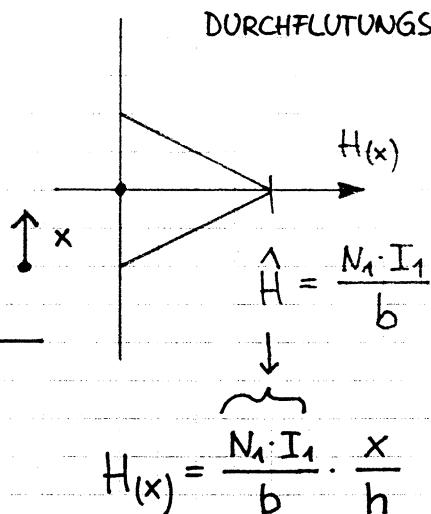


The effect of splitting a transformer primary into two portions either side of the secondary is to halve the peak leakage flux and, consequently, the eddy currents.

BERECHNUNG DER STREUUNG L_6



DURCHFLUTUNGSSATZ: $H \cdot l = I$



$$\text{magn. Energiedichte: } w = \frac{1}{2} \cdot B \cdot H = \frac{\mu_0}{2} \cdot H^2 \rightarrow w(x)$$

$$w(x) = \frac{\mu_0}{2} \cdot H^2 = \frac{\mu_0 \cdot N_1^2 \cdot I_1^2}{b^2 \cdot h^2 \cdot 2}$$

l ... LÄNGE DES WICKELS

$$dV = b \cdot l \cdot dx$$

$$W_6 = \int_V w \, dV = b \cdot l \cdot \int_0^h w(x) \, dx$$

$$W_6 = 2 \cdot b \cdot l \cdot \frac{\mu_0 N_1^2 \cdot I_1^2}{b^2 \cdot h^2 \cdot 2} \cdot \int_0^h x^2 \, dx = \frac{2 \cdot l \cdot h}{3 \cdot b} \mu_0 \cdot N_1^2 \cdot \frac{I_1^2}{2}$$

↑
PRIM.+SEK.! ↓

HIER: $l = 0,525 \text{ m}$ $N_1 = 8 \text{ Wdg.}$ $b \sim 40 \text{ mm}$ $\cdot h \sim 5 \text{ mm}$

$= L_6 \quad (\text{primärseitig betrachtet!})$

$$L_6 = \frac{2}{3} \cdot \frac{l \cdot h}{b} \cdot \mu_0 N_1^2 = \frac{2 \cdot 0,525 \text{ m} \cdot 5 \text{ mm} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs} \cdot 64}{3 \cdot 40 \text{ mm}} \text{ Am} \approx 3,5 \mu\text{H}$$

KÖNNTE DURCH „EINBETTUNG“ DER PRIMÄRWICKLUNG

ZW. 2 TEILE D. SEKUNDÄRW. AUF $1/4$ REDUIERT

WERDEN !

WECHSELSTROMWIDERSTÄNDE VON TRAFOWICKLUNGEN

SKIN-EFFEKT: Stromverdrängung durch Eigenfeld

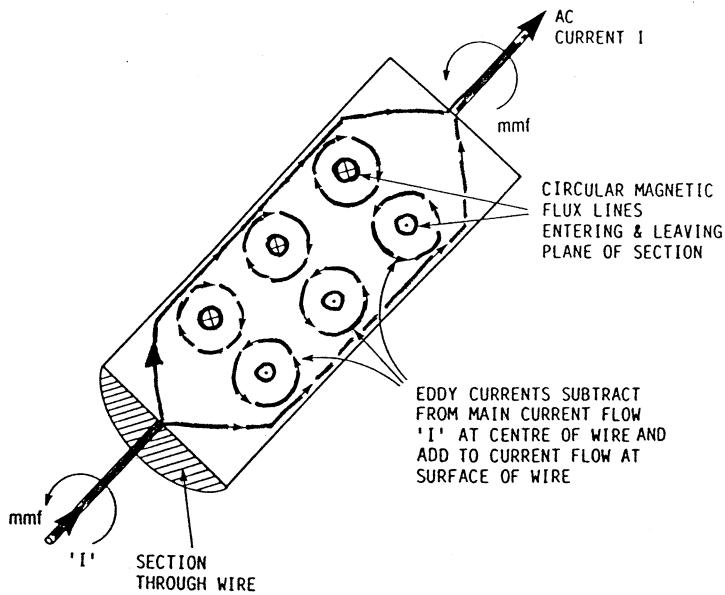
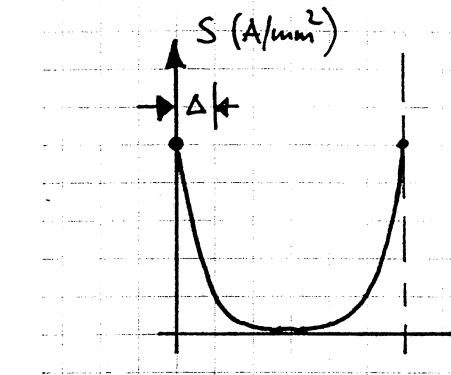


FIG. 3.4B.2 Showing how "skin effect" is caused. Current is constrained to flow in the surface layer of the conductor as a result of concentric magnetic fields in the body of the conductor caused by the current flow.

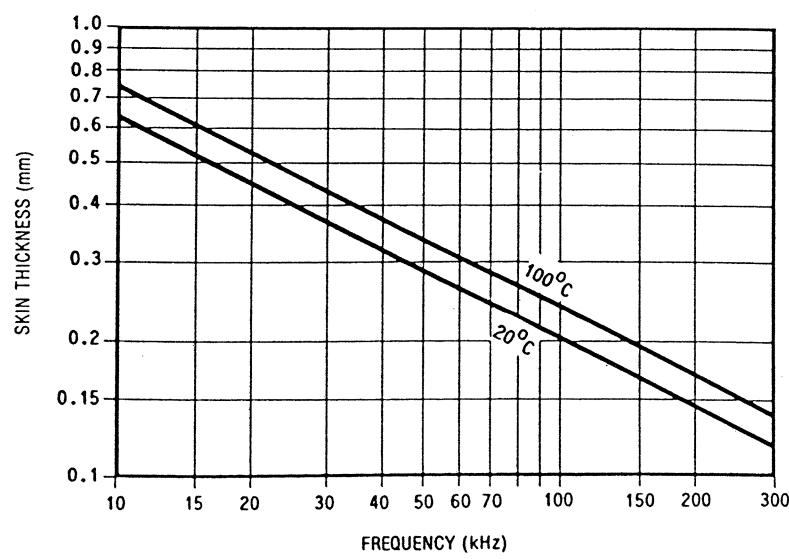


← d →
SYMMETRISCH

EINDRINGTIEFE Δ

FÜR KUPFER !

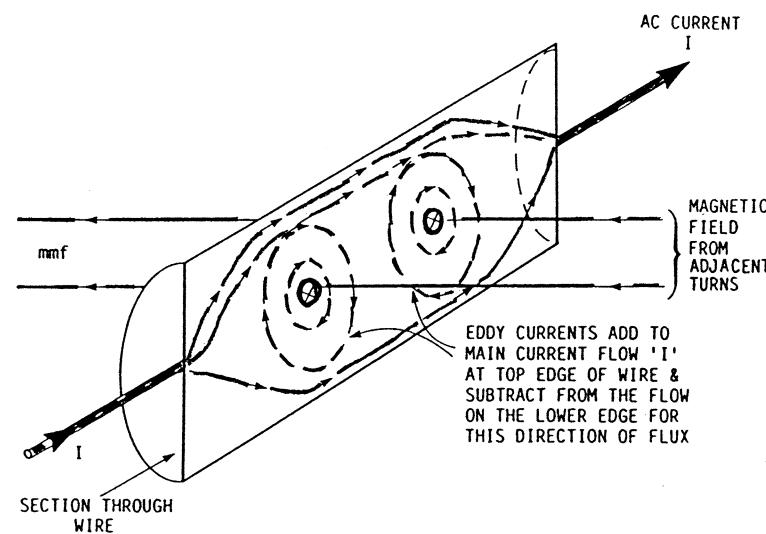
$$\Delta = \frac{k}{\sqrt{f}}$$



PROXIMITY-EFFEKT: Stromverdrängung durch Fremdfeld!

BEI MEHRLAGIGEN WICKLUNGEN:

Stromverteilung im Querschnitt wird auch bestimmt durch die benachbarten Lagen



ASYMMETRISCHE
STROMVERDRÄNGUNG

FIG. 3.4B.4 Showing how "proximity effects" are caused. Current is constrained to flow toward the interface of the windings as a result of incident magnetic fields from nearby turns.

PROXIMITY-EFFEKT AM
STÄRKSTEN AN DER
GRENZE zw. PRIM.- UND
SEKUNDÄRWICKLUNG!

→ VERSCHACHTELUNG
REDUZIERT L_f UND EDDY-
CURRENT - LOSSES.

DIXONS - MODELL →

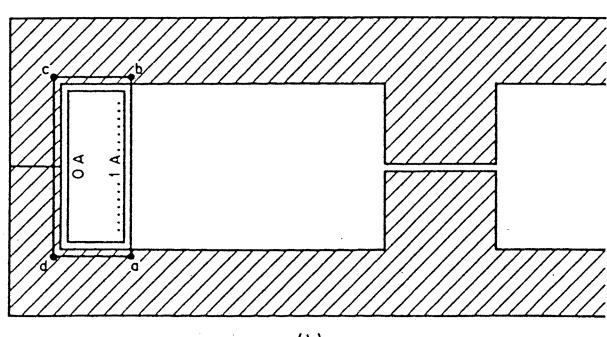
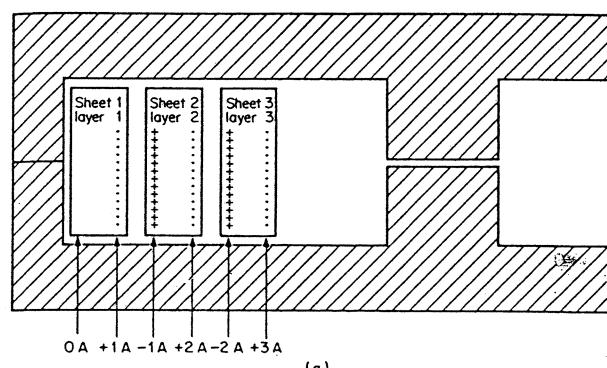


Figure 7.8 (a) Showing exponential buildup of surface eddy currents in a multilayer coil. (b) Current in the first layer is confined to a thin skin on its surface facing away from the ferrite material as dictated by Ampere's law.

WIDERSTANDSERHÖUNG DURCH EDDY-CURRENTS

(= SKIN- + PROXIMITY-EFFEKT)

$$R_{AC} = R_{DC} \cdot F_R$$

je größer die effektive Leiterdicke

$$\varphi = \frac{h}{\Delta}$$

umso stärker sind die Eddy-Current-Effekte.

z.B. $\varphi = 1 \dots h = \Delta$

$p = 1 \dots$ KEIN SK.EFF.
KEIN PR.EFF.

$p = 4 \dots$ KEIN. SK.EFF.
ABER PR.EFF.!

$$F_R \sim 2.5$$

$\varphi = 2 : \text{SK.EFF. !} \quad (\text{auch f. } p=1)$

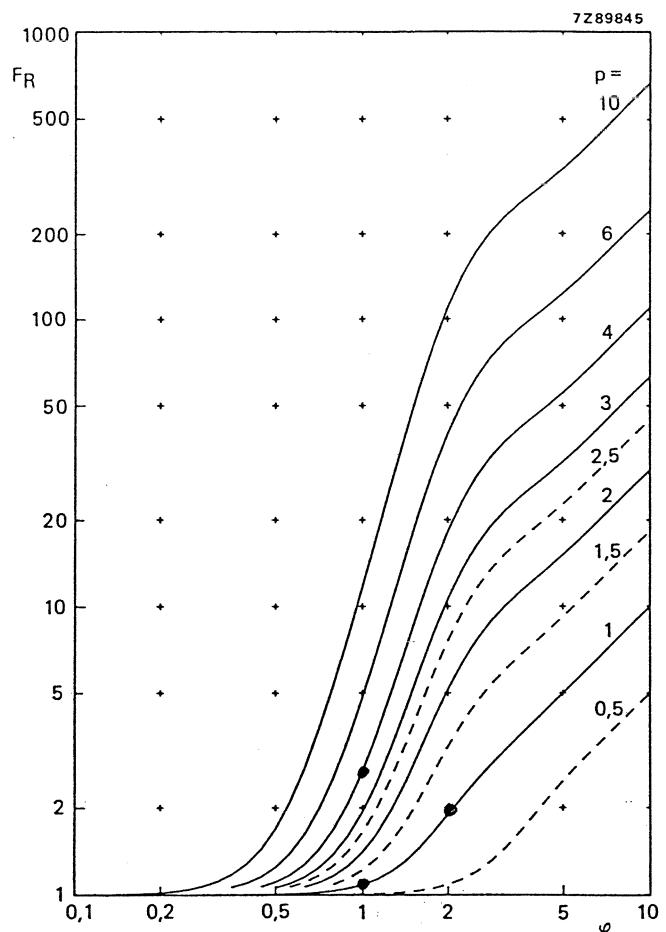


Fig.12 Resistance factor F_R versus equivalent conductor height φ , with number of layers p as a parameter, after Dowell (Ref.1).

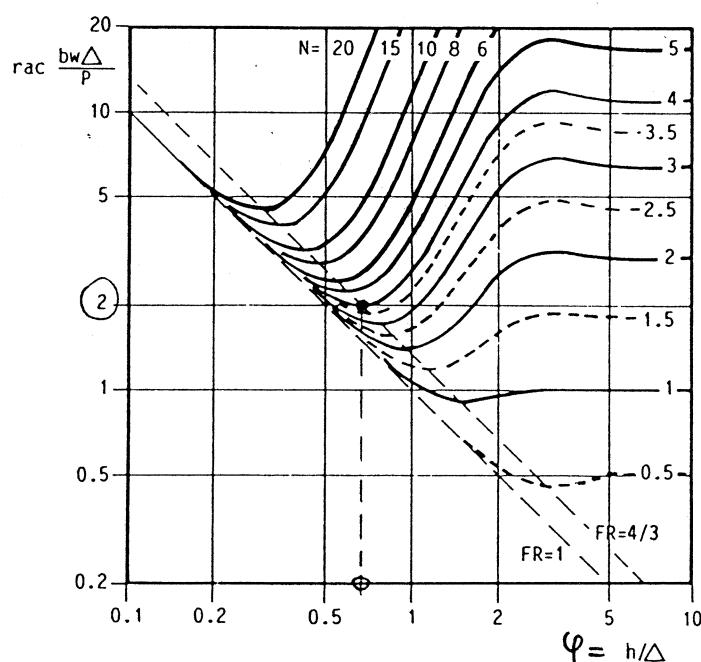


FIG. 3.4B.5 Plot of $R_{ac} - h/\Delta$ with number of layers as a parameter, showing the development of the conditions for optimum F_R ratio and optimum conductor thickness. (J. Jongsma 1882 Mullard Ltd. Ref. 58.)

Optimaler Querschnitt:

$$R_{DC} \sim g / (b_w \cdot h)$$

$$R_{AC} \sim F_R \cdot \frac{g}{b_w \cdot h} \quad \varphi = h/\Delta$$

$$\frac{R_{AC}}{R_{AC}} \frac{b_w \Delta}{g} \sim \frac{F_R}{\varphi}$$

Auftragen d. tktl. F_R/φ in Abh. von φ liefert

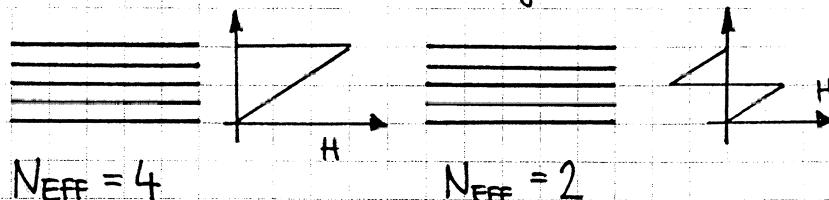
Min. von R_{AC} mit $F_R \sim \frac{4}{3}$

z.B. FÜR 4-LAGIGE BANDWICKLUNG:

opt. Querschnitt bei $\varphi \sim 0,65 \rightarrow h_{\text{OPT}} \sim 65\% \text{ SPINTIEFE}$

FÜR EDDY-CURRENT-EFFEKTEN ZÄHLEN DIE EFFECTIVEN LAGEN

z.B.: 4-lagige Primärwicklung, 1-lagige Sekundärwicklung



OPT. QUERSCHNITT

FÜR
BANDWICKLUNGEN
(FOLIENWICKLUNGEN)

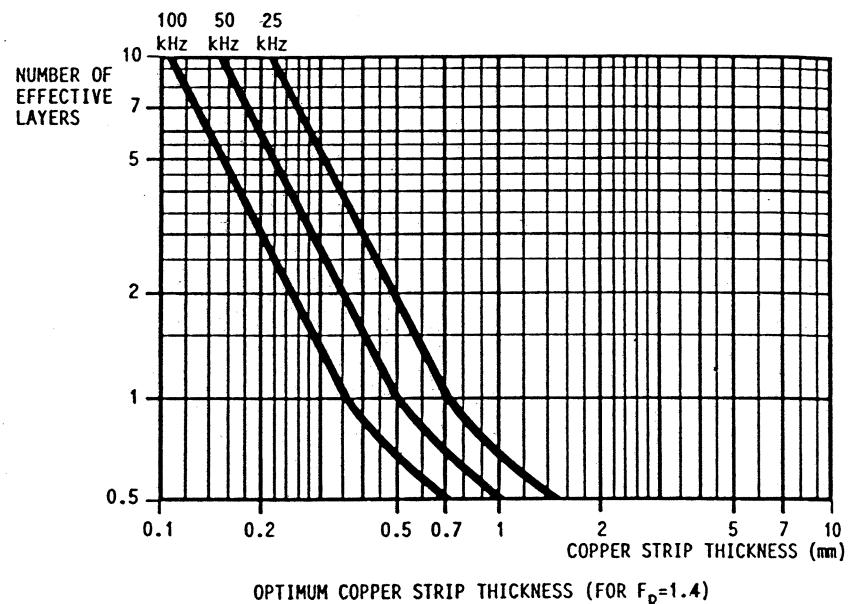


FIG. 3.4B.7 Optimum strip thickness for an F_r ratio of 1.4, as a function of the number of effective layers, with frequency as a parameter. (Mullard Ltd.)

FÜR
RUNDDRAHT-
WICKLUNGEN

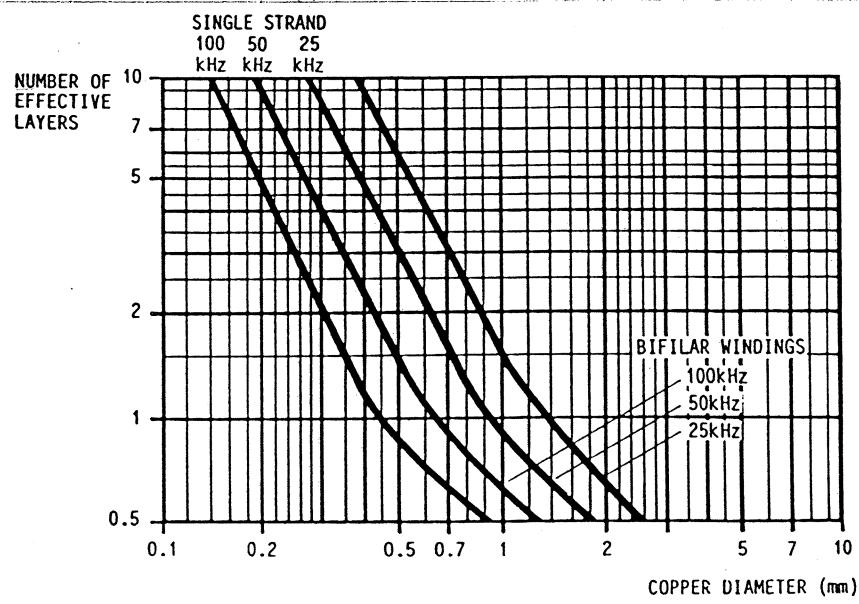
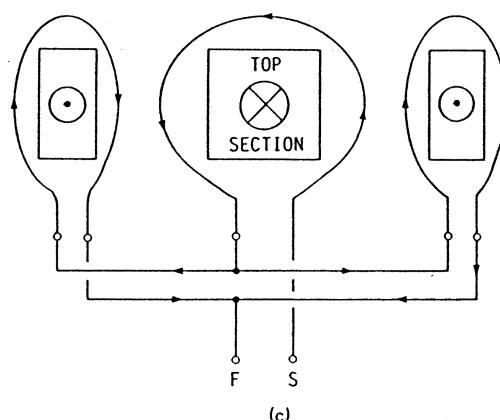
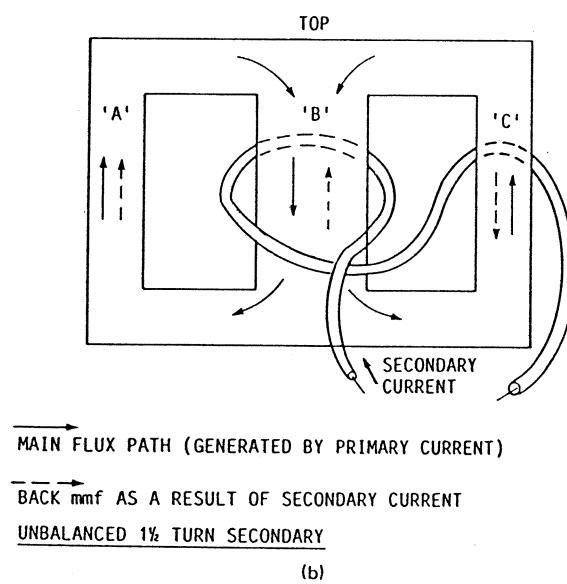
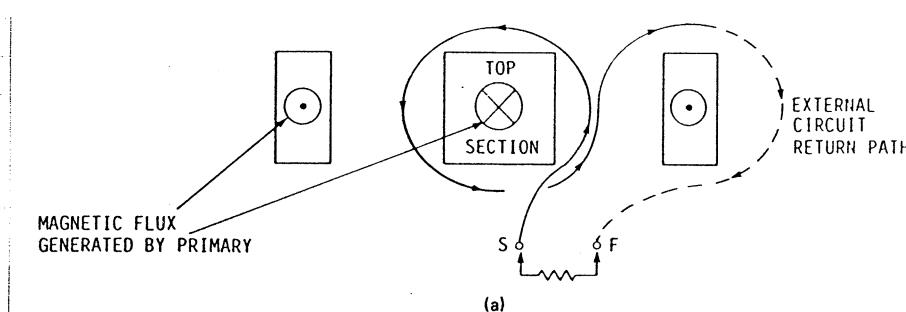


FIG. 3.4B.6 Optimum wire diameter for an F_r ratio of 1.5, as a function of the number of effective layers in the winding, with frequency as a parameter (Mullard Ltd.)

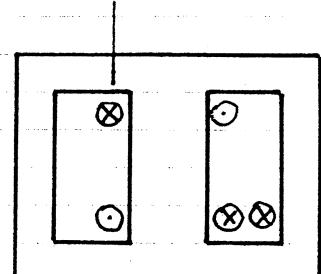
OPT. QUERSCHNITT BEI HÖHEREN STRÖMEN:

→ Bündelung von (isolierten) Einzeldrähten (Bunched-Wire)
 im Extremfall: HF-Litze: bis über 1000 Einzelleiter mit
 $25\mu\text{m} - 70\mu\text{m}$ Ø (verseilt!); Nachteil: Cu-Füllfaktor
 $\sim 25 - 35\%$!

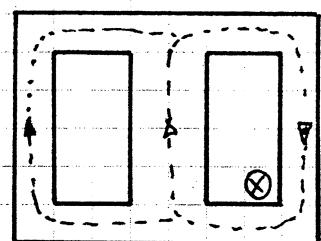
TRAFOS MIT „HALBEN“ WINDUNGEN



PRIMÄR



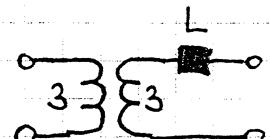
WIRKT WIE:



„HALBE“ WINDUNG
 „HAT KEINEN DURCH-
 FLUTUNGSAUSGLEICH
 d.h. sie ist Induktivität und kein Trafo!“

$$N_p = 3 \quad N_s = 3,5$$

ESB:



VORSICHT AUCH BEI
 UNGEWOLLTEN HALBEN
 WINDUNGEN
 („FALSCHER AUSFAHRT“)

BEI GEWOLLTEN

HALBEN WINDUNGEN:

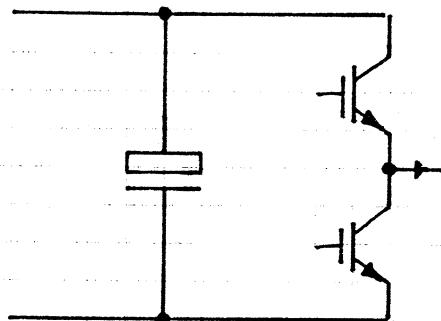
• LUFTSPALT

ODER • „BALANZIERTE“ HALBE WINDUNG

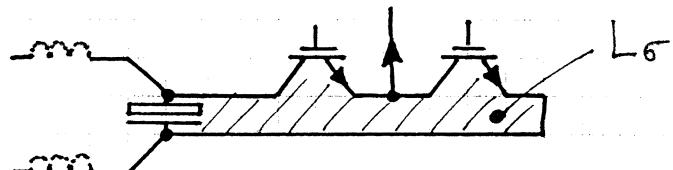
FIG. 3.4.12 (a) and (b) Diagram showing the loss of flux linkage, and flux imbalance, caused by one method (often used) of winding half turns on an E core transformer. (c) and (d) A special E core half-turn winding arrangement, giving good flux linkage with balanced core flux density operation.

Beispiel: Ankopplung von Zwischenkreisen an Halbleiterventile

SCHALTBILD:



FUNKTIONELLE AUSFÜHRUNG:



VERBINDUNGSSYSTEM MÖGLICHST IDEAL, D.H. MIT NIEDERER IMPEDANZ!

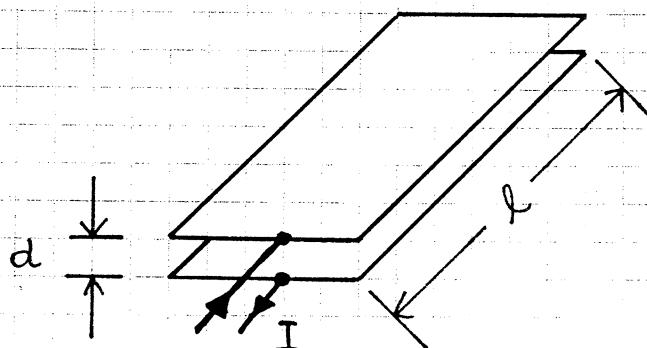
→ da $f_s \uparrow \rightarrow L_f$ mögl. klein

BspL.: moderner IGBT: $\frac{di}{dt} \sim 2000 \text{ A}/\mu\text{s}$

$$\text{bei } L_f = 50 \text{ nH} \quad u = L \cdot \frac{di}{dt} = 50 \text{ nH} \cdot \frac{2 \text{ A}}{\mu\text{s}} = 100 \text{ V !}$$

SCHALTÜBERSPANNUNG!

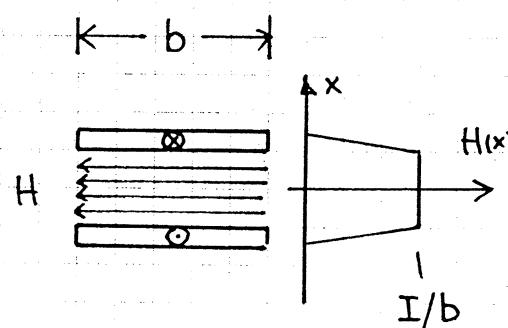
BANDLEITUNG - GRUNDLAGEN



KAPAZITÄT:

$$C = \epsilon \cdot \frac{A}{d} = \epsilon \cdot \frac{b \cdot l}{d}$$

$$C' = \frac{C}{l} = \epsilon \cdot \frac{b}{d}$$



INDUKTIVITÄT:

DURCHFLUTUNGSSATZ HIER:

$$H \cdot b = I$$

$$W = L \frac{I^2}{2} = \mu \cdot V = \frac{B \cdot H}{2} \cdot d \cdot b \cdot l = \mu \cdot \frac{H^2}{2} \cdot d \cdot b \cdot l$$

geringes L:

- mögl. breite
- mögl. kurze
- mögl. dicht aneinander

$$= \frac{\mu}{2} \cdot \frac{I^2}{b^2} \cdot d \cdot b \cdot l = L \frac{I^2}{2}$$

$$L = \mu \cdot \frac{d \cdot l}{b}$$

z.B. f. $l=b$ $L = \mu \cdot d = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,6 \text{ mm}$

1,6mm-Epoxy-Platte

$$L \approx 2 \text{nH} / \square$$

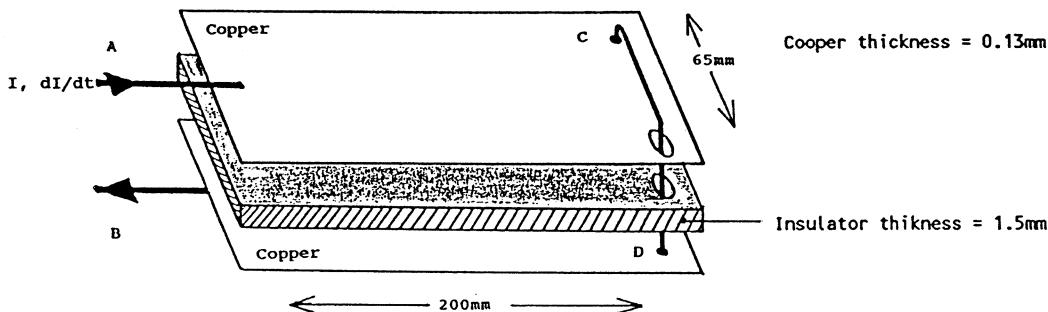
WELLENWIDERSTAND:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \underbrace{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}_{377 \Omega} \cdot \frac{d}{b}$$

377Ω f. μ_0, ϵ_0

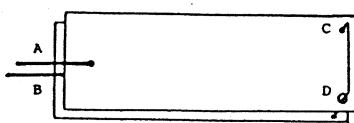
MEASUREMENT OF PARASITIC INDUCTANCES ON A DOUBLE SIDE PCB

In the figure below, the link between points C and D is simulating the connection of a capacitor with no internal inductance, connected on double side Print Circuit Board.

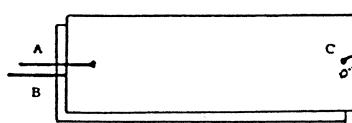


- The measurements are done with a dI/dt generator:
 $I=0$ to 40 Amps with a $dI/dt=1000 \text{A}/\mu\text{s}$
- The measurement of the inductive voltage V_L between A to B, and C to D, permits to calculate $L = V_L / (dI/dt)$

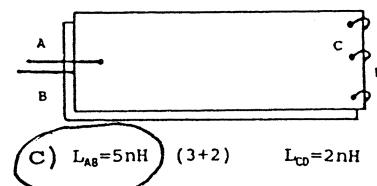
MEASUREMENT RESULTS



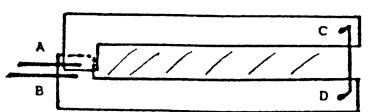
a) $L_{AB}=35 \text{nH}$ (5+30) $L_{CD}=30 \text{nH}$



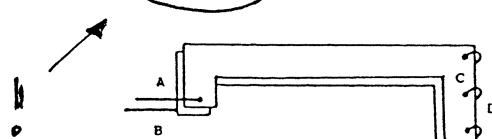
b) $L_{AB}=10 \text{nH}$ (3+7) $L_{CD}=7 \text{nH}$



c) $L_{AB}=5 \text{nH}$ (3+2) $L_{CD}=2 \text{nH}$



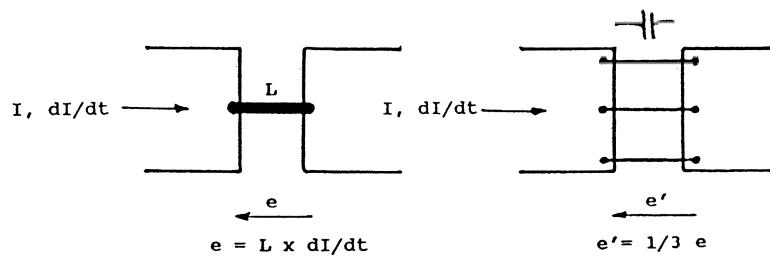
d) $L_{AB}=110 \text{nH}$ (90+30) $L_{CD}=30 \text{nH}$



e) $L_{AB}=14 \text{nH}$ (12+2) $L_{CD}=2 \text{nH}$

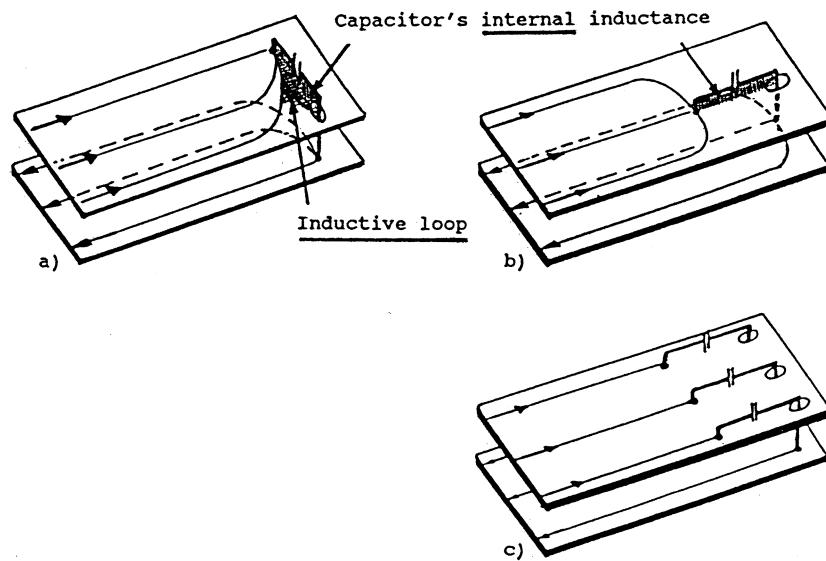
OPTIMALE ANORDNUNG VON STÜTZKONDENSATOREN

- BEI VERBINDUNGEN (= AUCH KONDENSATOREN)
MÖGLICHST MEHRERE PARALLEL



Junction between two wide copper tracks is less inductive when several spaced links are used rather than just one.

- KONDENSATOREN MÖGLICHST IN RICHTUNG
DER "STROMFÄDEN" AUSRICHTEN!

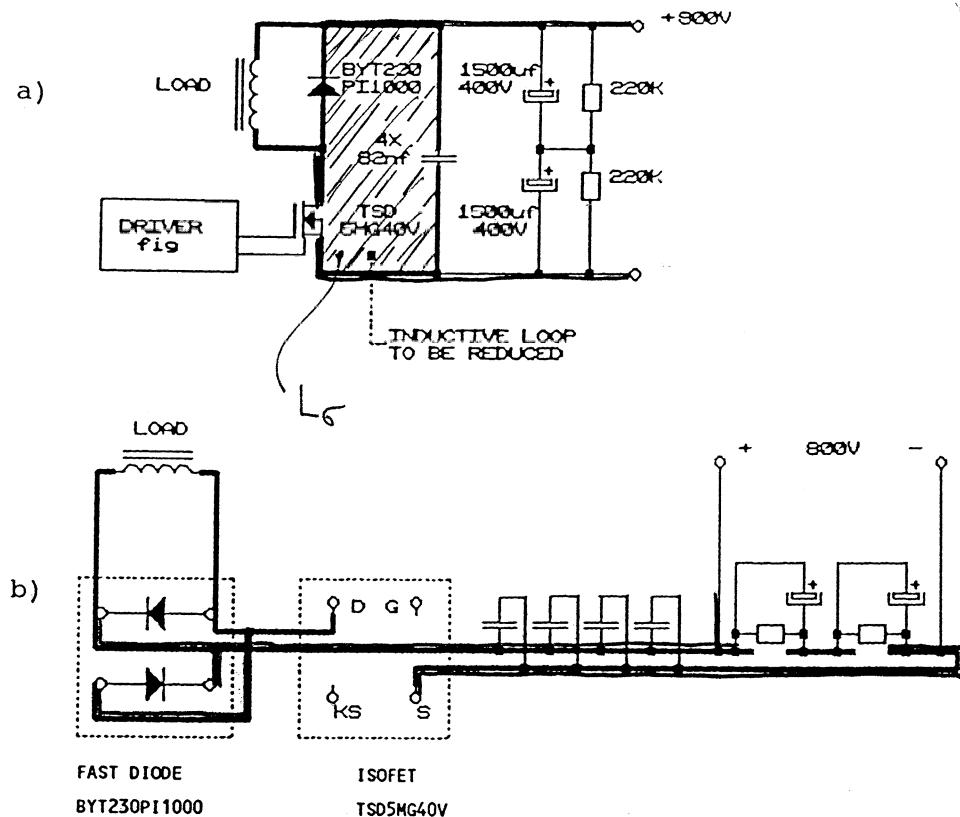


Implantation of decoupling capacitors:

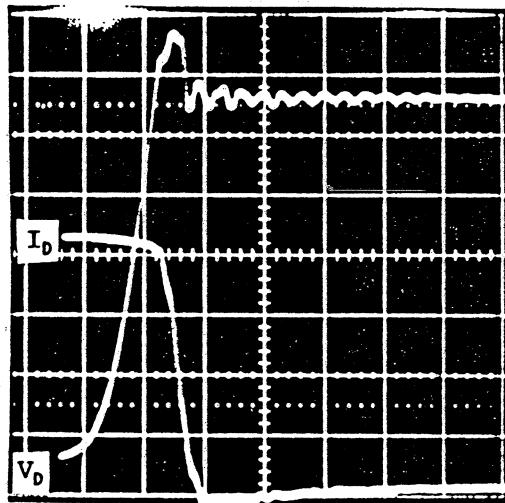
- In the perpendicular direction to the current lines, there is an inductive loop forming, because the current lines are not superposed near capacitor.
- In the same direction as current lines without inductive loop forming.
- Several smaller capacitors in parallel reduce their equivalent internal parasitic inductance.

NIEDERINDUKTIVE VERSCHALTUNG EINES BUCK-KONVERTERS

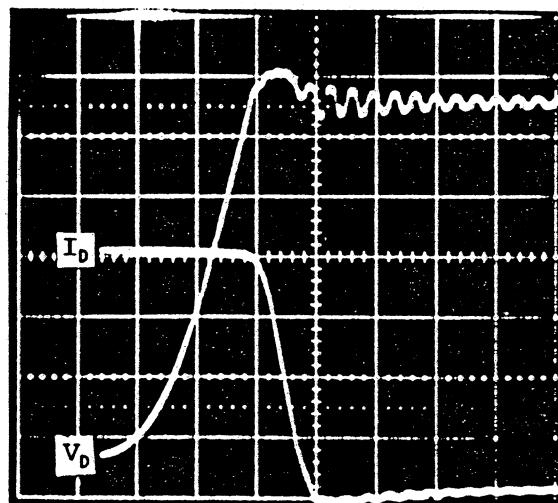
4



- a. Chopper schematic showing the inductive loop to be reduced.
- b. The same circuit with two ISOTOP packages (diode and ISO-FET). The packages and links have "on line" configuration in order to reduce the inductive loop.



a) $R_g = 5 \text{ ohms}$



b) $R_g = 10 \text{ ohms}$

Increased gate resistor reduces dI/dt and overvoltage at turn-off. (driver circuit fig.1)
The total parasitic inductive loop (50nH) includes the inductance of the sense current loop.
 $I_D = 10A/\text{div}$ $V_D = 100V/\text{div}$ $t = 50\text{ns}/\text{div}$ (ISO-FET TSD5MG40V 1000V - 0.7ohms)
 Switched power = 25kW ; Switching losses = 1.3mJ in a) and 2.0mJ in b)

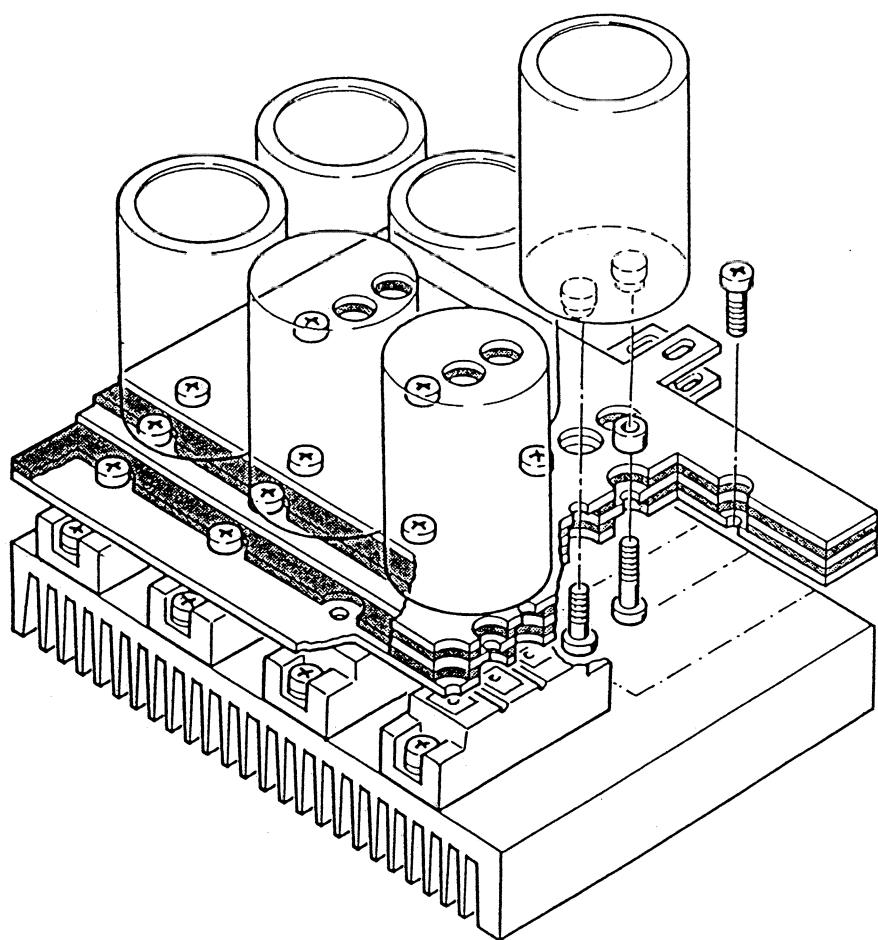
$$U = 600V \\ I = 40A$$

$$40A \text{ in } 20\text{ns} \\ di/dt = 2\text{kV}/\mu\text{s}$$

SCHALTÜBERSPANNUNG $\sim 100V$

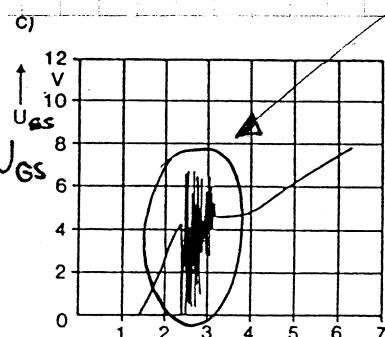
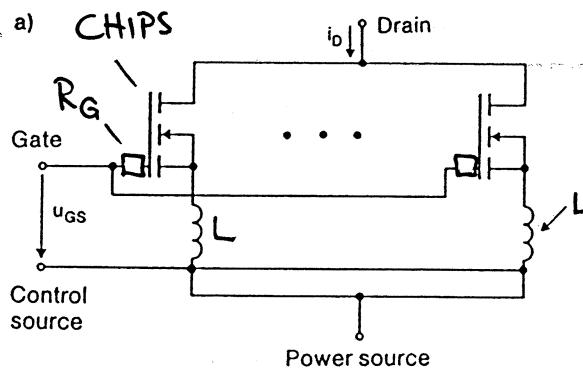
$$L_o = \frac{100V \cdot 20\text{ns}}{2V} = 50\mu\text{H}!$$

BIPLANARE VERSCHALTUNG EINES WECHSELRICHTERS



Parallel-switched SIMOPAC half-bridge modules

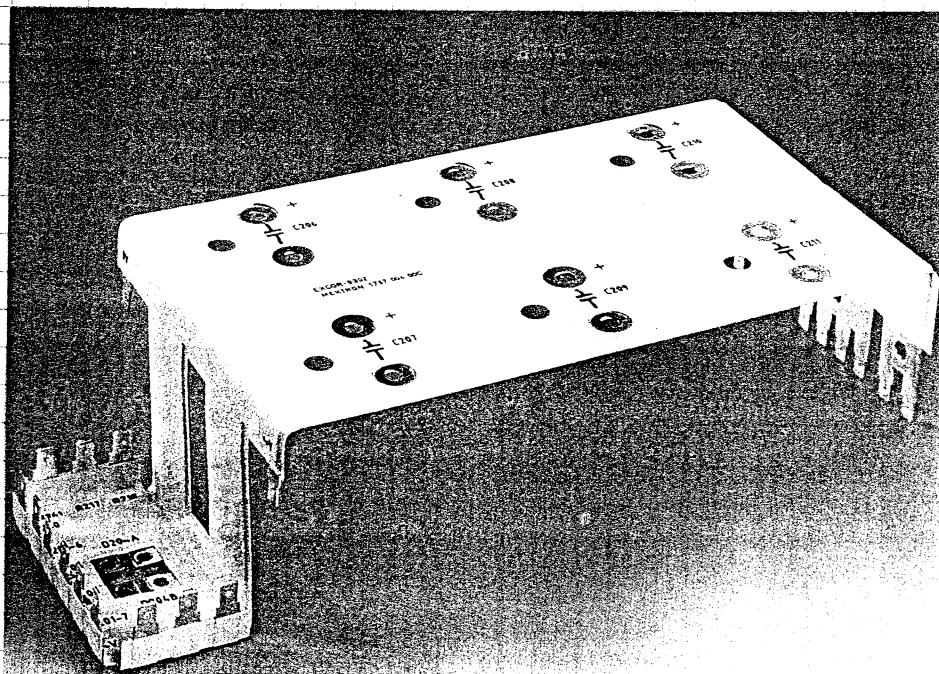
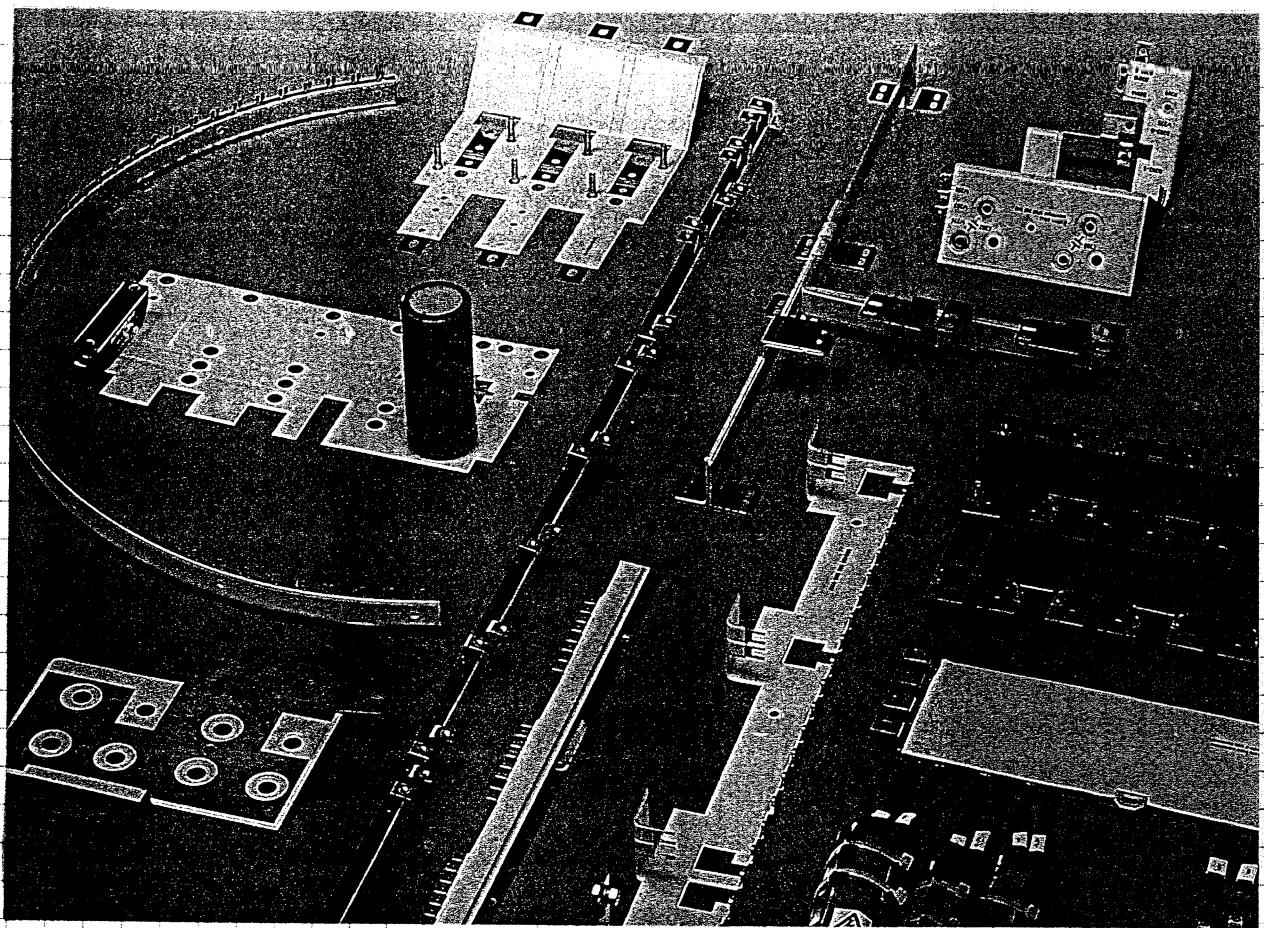
INTERNE VERDRAHTUNG VON LEISTUNGSMODULEN



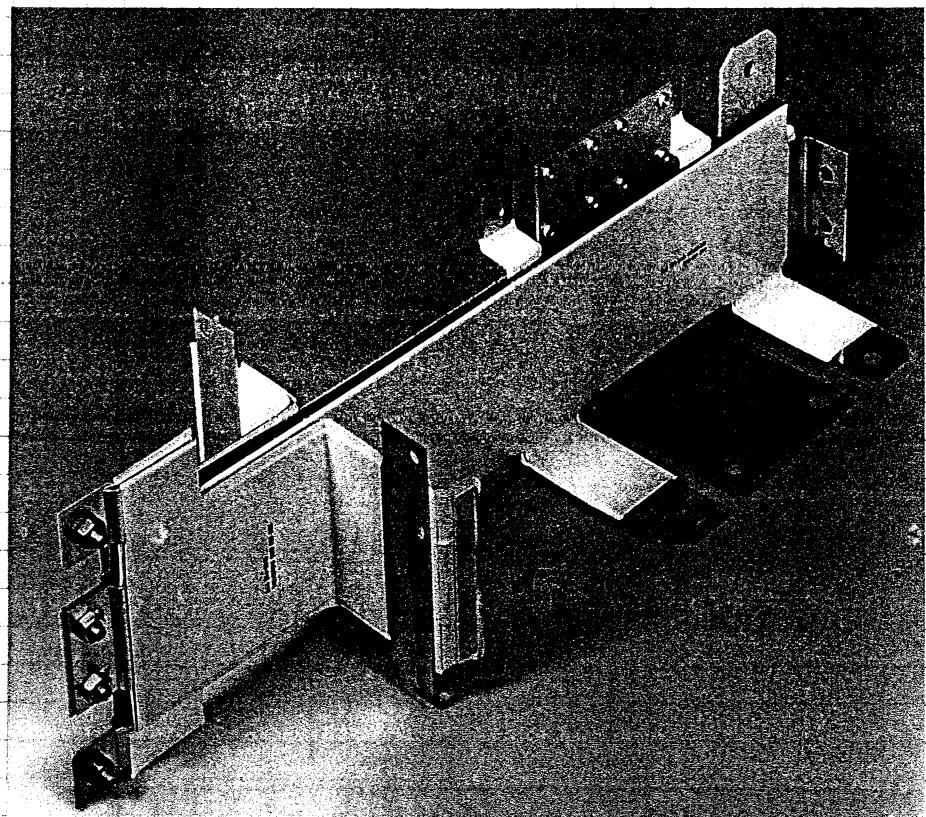
- NIEDERINDUKTIVES GEHÄUSE
- R_G ZUR UNTERDRÜCKUNG VON OSILLATIONEN
- OPT. ANORDNUNG D. CHIPS

BEISPIELE FÜR INDUSTRIELL GEFERTIGTE LAMINIERTE

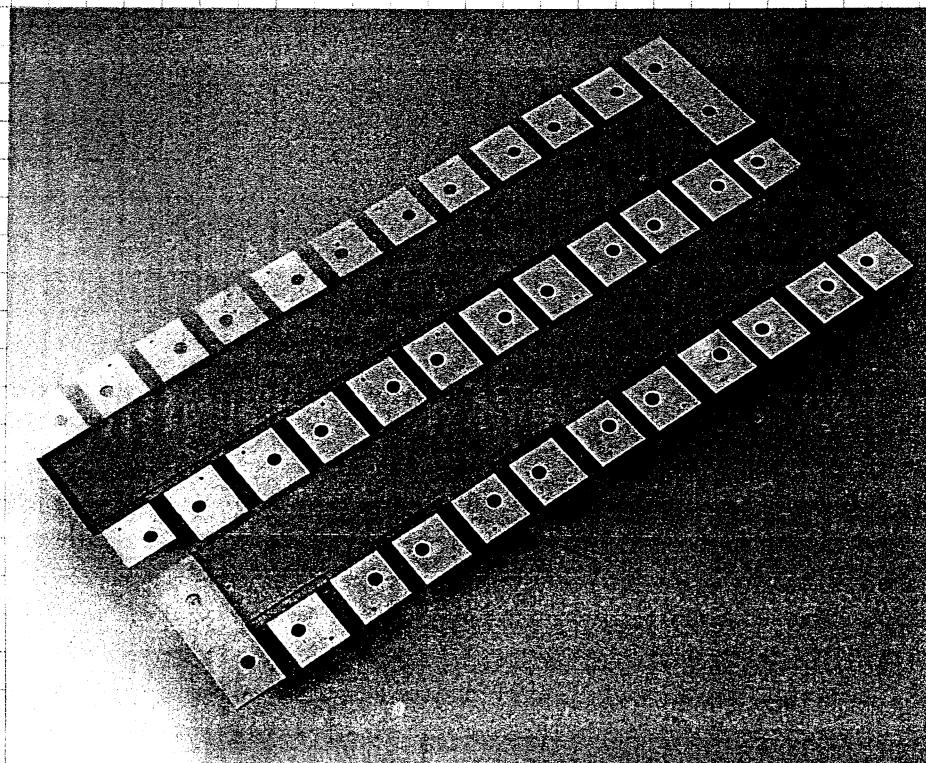
VERSCHALTUNGSSYSTEME



VERSCHALTUNG
FÜR EIN
ELEKTRONISCHES
SCHWEISSGERÄT



VERSCHALTUNG FÜR EINEN GTO-STROMRICHTER



VERBINDUNGSSYSTEM DER 2K-KONDENSATOREN
IN EINEM IC-ZUG

KÜHLUNG LEISTUNGSELEKTRONISCHER SYSTEME

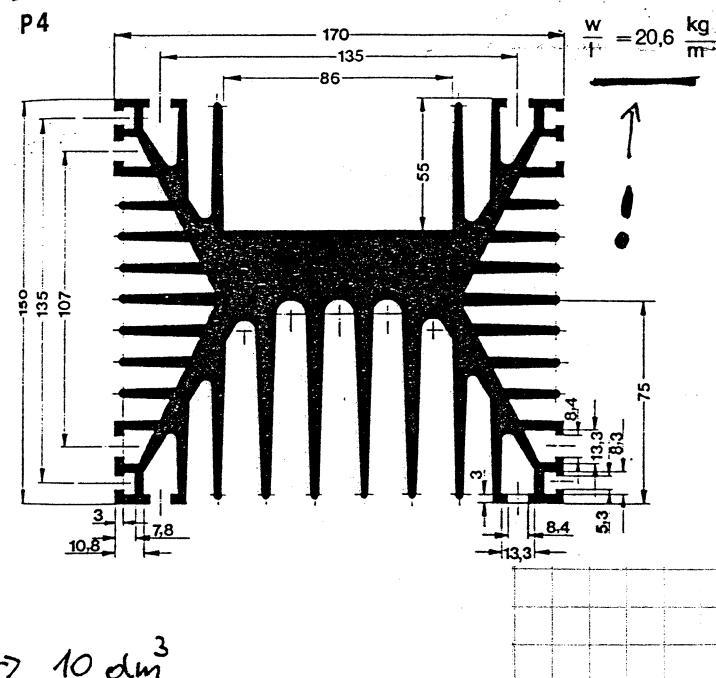
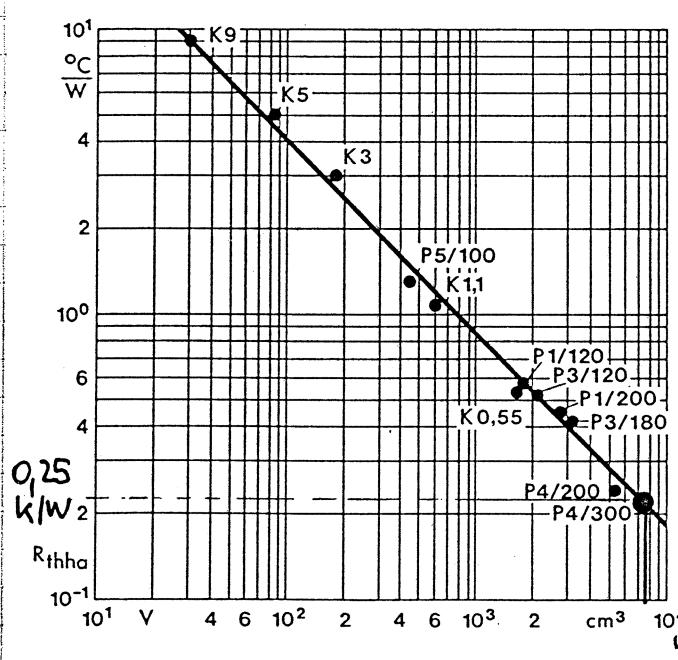
PROBLEM: max. Sperrsichttemp. $T_j = 120^\circ\text{C}$

max. Umgebungstemp. bis zu $T_a = 60^\circ\text{C}$!

BSPL: 100 kW - Umkehrstromrichter: $\eta \sim 95\%$ $P_v = 5\text{ kW}!$

VOLUMEN: 20 dm^3

$$R_{TH} = \frac{T_j - T_a}{P_v} = \frac{120^\circ\text{C} - 60^\circ\text{C}}{5000\text{W}} = 0,012 \text{ K/W} !$$



Wärmewiderstände R_{thaa} von Kühlkörpern bei Luftselbstkühlung (Temperaturdifferenz Kühlkörper-Luft 50°C) als Funktion des vom Kühlkörper eingenommenen Volumens V . Eine Wärmequelle (Halbleiter-Bauelement) je Kühlkörper.

$$P4-300: 7,5 \text{ dm}^3 \quad R_{TH} \approx 0,25 \text{ K/W}$$

10fach besseres R_{TH} erfordert 30faches VOLUMEN

$$7,5 \cdot 30 = 225 \text{ dm}^3 \quad R_{TH} \approx 0,025$$

(Steigung!)

→ ZWANGSKÜHLUNG NOTWENDIG!

BSPL: KÜHLUNG EINES SNT-MODULES

DC/DC-Wandler: 300V / 15V 25W OUT 33W IN

ca. 1 W/cm³ (heute bis zu 75W/in³ ≈ ~ 5W/cm³)

$$\eta = \frac{25W}{33W} = 76\%$$

T_a = 60°C (max. Umg. temp.)

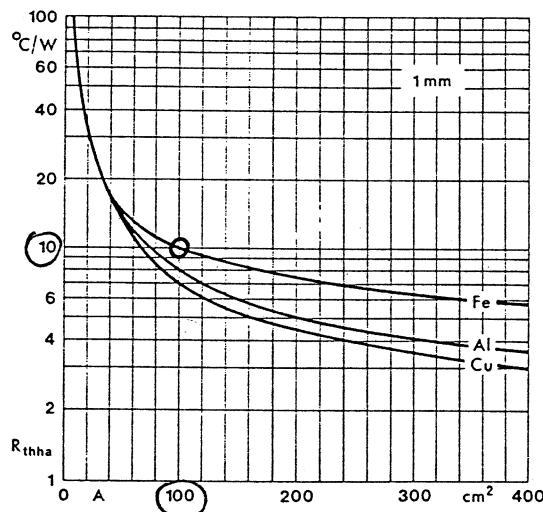
T_c = 100°C (max. Modultemp.)

$$R_{th} = \frac{T_c - T_a}{P_v} = \frac{40^\circ C}{8W} = 5 \text{ K/W}$$

1mm Fe-Blech

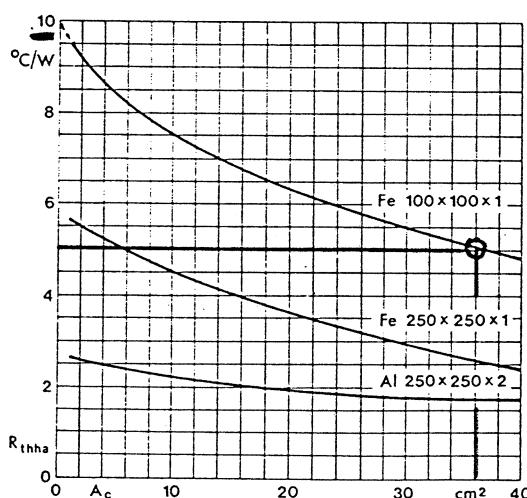
10 × 10 cm

R_{th} ~ 10 K/W



BEI
PUNKTFÖRMIGER
WÄRMEQUELLE!

10K/W



BODENFLÄCHE
DES MODULES ~36 cm²

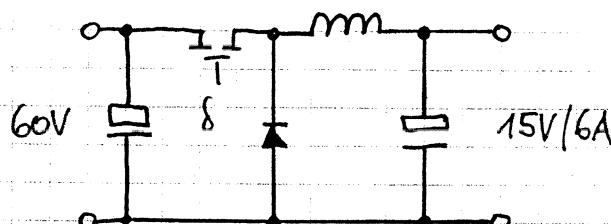
R_{th} ~ 5K/W ✓

Wärmewiderstände R_{th} von Kühlblechen der angegebenen Maße (in mm) aus Stahl (Fe) und Aluminium (Al) als Funktionen der Auflagefläche A_c des wärmeabgebenden Bauelements bei geringer Temperaturdifferenz Kühlblech-Luft.

Einbaulage beliebig, jedoch muß sich ein ungehinderter Kühlluftstrom an der ganzen Oberfläche entlang ausbilden können.

BSP!: 60V/15V DC-DC-WANDLER 90W

KÜHLUNG DES LEISTUNGSTRANSISTORS ÜBER PRINTPLATTE?



$$\delta = 15V / 60V = 0,25$$

$$I_{T,AVG} = 6A \cdot 0,25 = 1,5A$$

$$I_{T,RMS} = 6A \cdot \sqrt{0,25} = 3A$$

T: LEITVERLUSTE: $P_L = R_{DS,ON} \cdot I_{T,RMS}^2$

BUZ 20: $R_{DS,ON} = 0,25\Omega$ $P_L = 0,25\Omega \cdot 3^2 A^2 = 2,25W$

$\Rightarrow 120^\circ = T_j$

SCHALTVERLUSTE: $P_{SW} = f \cdot \frac{t_{on}}{2} \cdot U_1 \cdot I_2 + f \cdot \frac{t_{off}}{2} \cdot U_1 \cdot I_2$

für $t_{on} = t_{off} = 50\mu s$ $P_{SW} = f \cdot t_{SW} \cdot U_1 \cdot I_2 = 100\text{kHz} \cdot 50\mu s \cdot 60V \cdot 6A$

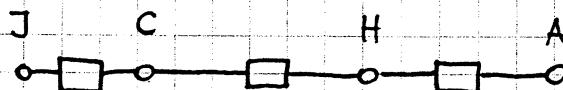
und $f = 100\text{kHz}$

$$P_{SW} = 1,8W \quad \underline{P_T = P_{SW} + P_L \doteq 4W}$$

für $T_\alpha = 40^\circ C$ und $T_j = 120^\circ$:

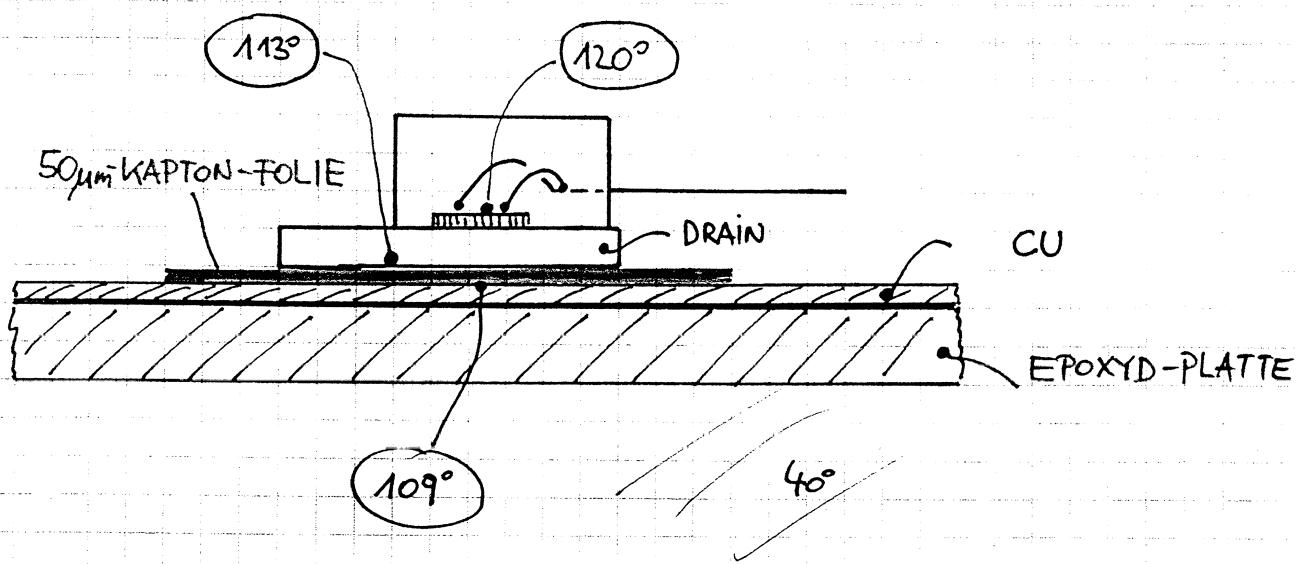
$$R_{th,jA} = \frac{120^\circ - 40^\circ}{4W} = 20K/W = R_{th,JC} + R_{th,CH} + R_{th,HA}$$

WÄRMEWIDERSTANDSKETTE: junction \rightarrow ambient



BUZ 20: $R_{th,JC} \sim 1,67 K/W$

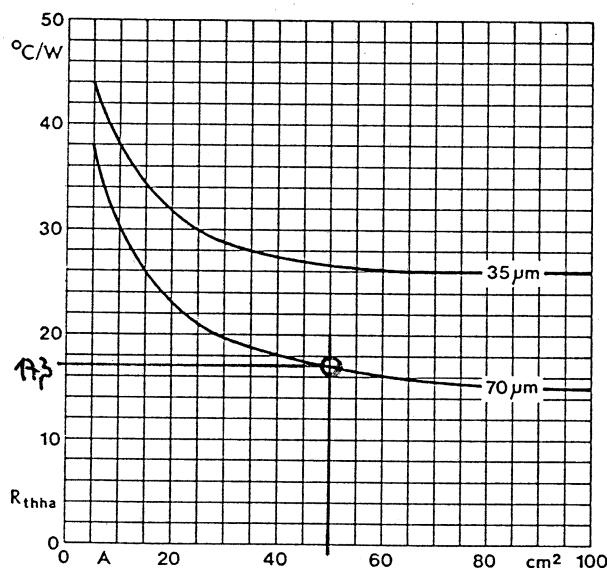
CHIP	CHIP-MONTAGE	TRANSISTOR-MONTAGE (EV. ISOLIERT)	KÜHL-KÖRPER	UMGEBUNG	ANNAHME: $R_{th,CH} \sim 1 K/W$ (KAPTON-FOLIE)
1,67			17,3		
120°C ↑ CHIP	113° ↑ CASE	109° ↑ SINK	40°C ↑ AMBIENT		$R_{th,HA} = 20K/W - 1K/W$ $- 1,67 K/W = 17,3 K/W$



TRANSISTORMONTAGE: Besser mit Druckfeder als mit Schraube

Wie groß muß Cu-Kaschierte Epoxyd-Platte für $R_{th} = 17,3 \text{ K/W}$

Sein?



$$50 \text{ cm}^2 \approx 7 \times 7 \text{ cm}$$

$$70 \mu\text{m}$$

Wärmewiderstand R_{thaa} der Kupferkaschierung einer Leiterplatte von 1,5 mm Stärke, einseitig kaschiert, Schichtstärke 35 μm und 70 μm, als Funktion der Fläche A.

Einbaulage beliebig, jedoch muß sich ein ungehinderter Kühlstrom an der ganzen Oberfläche entlang ausbilden können.

50 μm - KAPTON - ISOLIERFOLIE: (Alternative zu Glimmer, Silpad)

$$\text{Wärmeleitfähigkeit: } 1,27 \cdot 10^{-3} \frac{\text{cal}}{\text{cm} \cdot \text{s} \cdot \text{K}} = 1,27 \cdot 10^{-3} \frac{4,187 \text{ Ws}}{10^2 \text{ m} \cdot \text{s} \cdot \text{K}} = 0,53 \frac{\text{W}}{\text{m} \cdot \text{K}}$$

$$R_{th} = \frac{l}{\lambda \cdot A} = \frac{50 \cdot 10^{-6} \text{ m} \cdot \text{m} \cdot \text{K}}{0,53 \text{ W} \cdot 10^{-4} \text{ m}^2} = 0,94 \text{ K/W}$$

$$\text{TO-220: } A \sim 1 \text{ cm}^2$$

BEI LEISTUNGSMODULEN (HYBRIDEN):

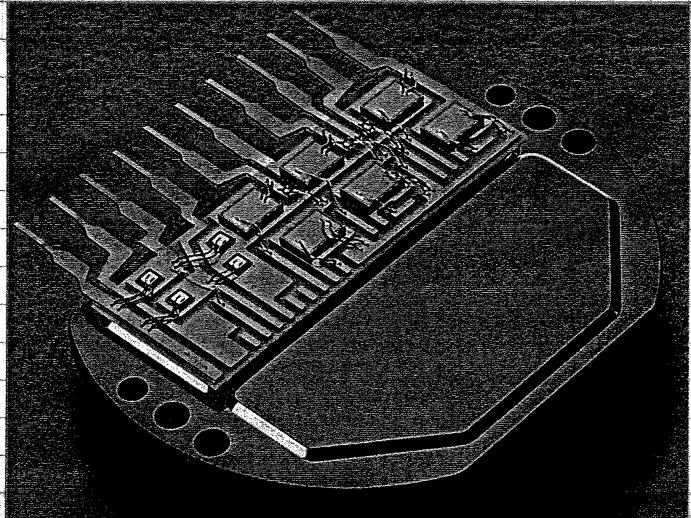
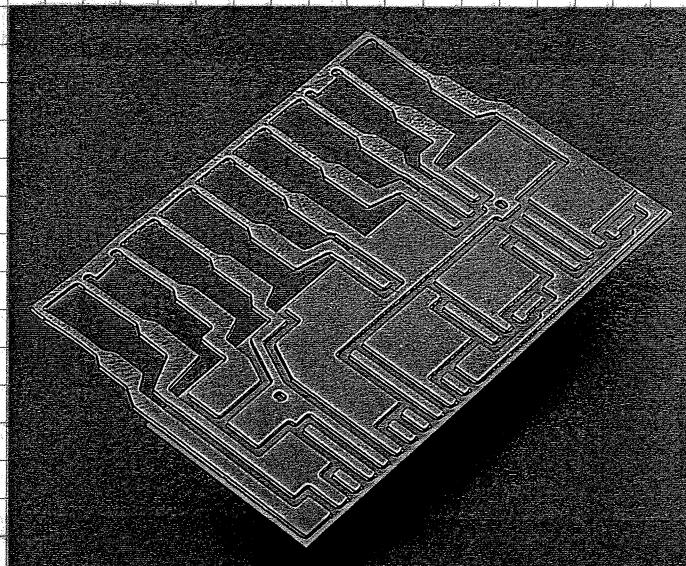
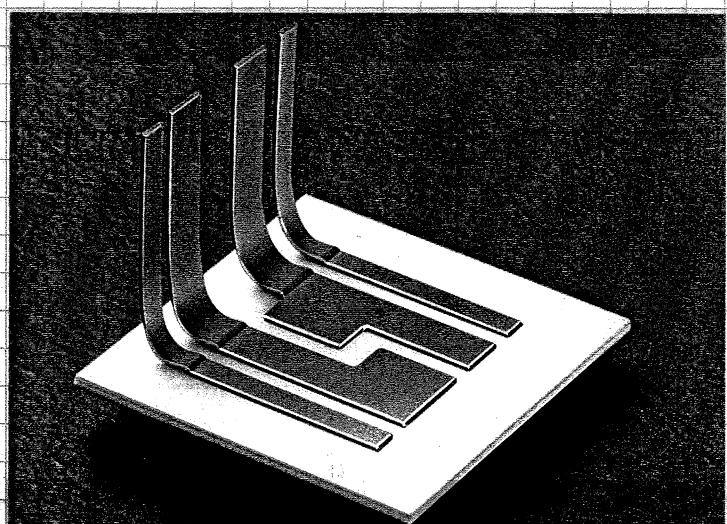
Anstatt Epoxyd-Platte Al- od. Cu-Träger mit dünner Epoxyd- bzw. Keramik-Isolation mit aufkaschierter Cu-Folie (Leiterbahnen!)

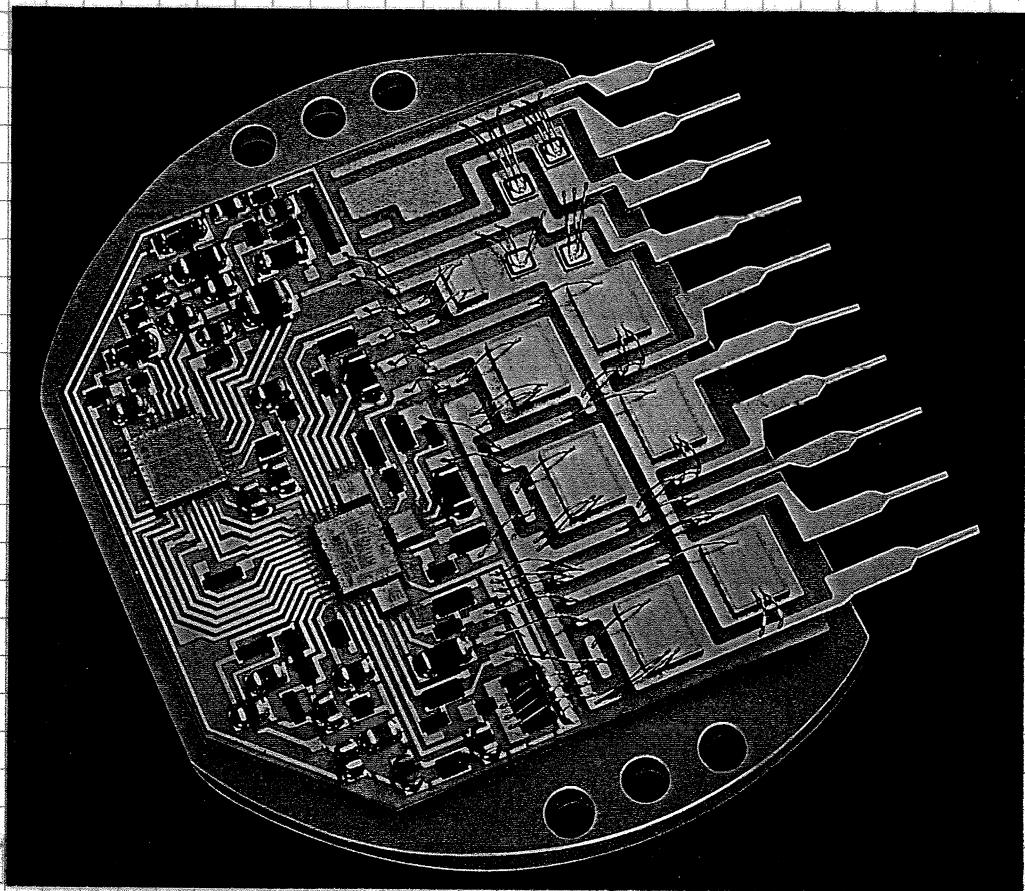
MONTAGE DER BAUTEILE ALS CHIP OD. SMD

ALTERNATIV:

DCB-KERAMIK

DIRECT
COPPER
BONDING





3-phantisches PWR-Modul (1,5kW-Pumpenantrieb,
MOSFET-Technologie, fehlend: nur mehr 2K-Elko!)

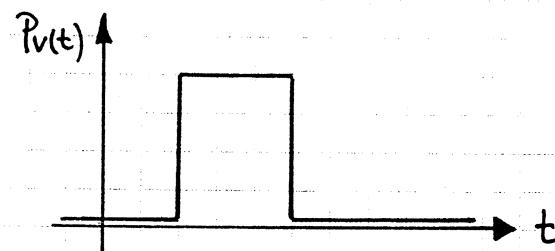
WARUM IST DER WIRKUNGSGRAD SO WICHTIG?

Was bringt Verbesserung von $\eta = 94\%$ auf $\eta = 97\%$
 $\hat{=}$ HALBIERUNG DER VERLUSTE! ($6\% \rightarrow 3\%$!)

bzw. bei gleichen Verlusten (= gleiche Abmessungen)
des Gerätes VERDOPPLUNG der Durchgangsleistung!

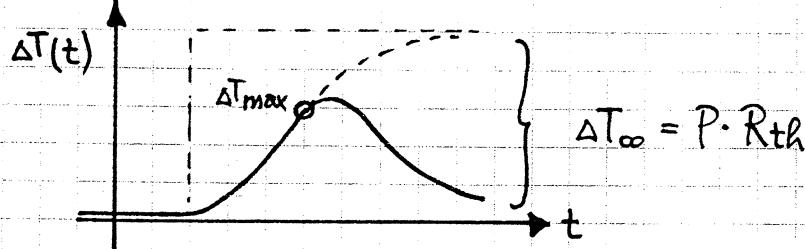
= DOPPELTE LEISTUNGSDICHE DES GERÄTES

TRANSIENTES THERMISCHES VERHALTEN



thermischer Widerstand

R_{th} beschreibt nur den
STATIONÄREN Endwert!

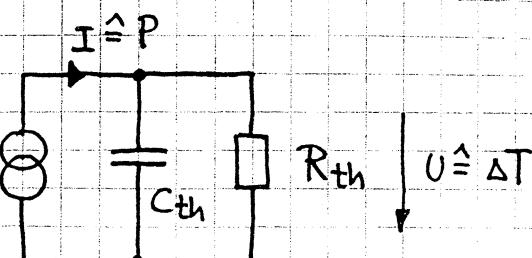


ELEKTRISCHES ERSATZSYSTEM:

Größe	Elektrische	Maßeinheit	Thermische	Maßeinheit
Ladung Q		$C = As$	Wärmemenge Q_{th}	$J = Ws$
Strom I		A	Wärmestrom P	W
Spannung (Potentialdifferenz) V		V	Temperaturdifferenz ΔT	$^{\circ}C$
Widerstand R	$\Omega = \frac{V}{A}$		Wärmewiderstand R_{th}	$\frac{^{\circ}C}{W}$
Kapazität C	$F = \frac{As}{V}$		Wärmekapazität C_{th}	$\frac{Ws}{^{\circ}C}$
Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$	s		Thermische Zeitkonstante $\tau_{th} = R_{th} \cdot C_{th}$	s
Aufladen einer Kapazität C mit Parallelwiderstand R durch einen konstanten Strom I :			Anwachsen einer Temperaturdifferenz zwischen den Endflächen eines Körpers mit der Wärmekapazität C_{th} und dem Wärmewiderstand R_{th} durch einen konstanten Wärmestrom P von einer Fläche zur anderen:	
$V = I \cdot R \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right]$			$\Delta T = P \cdot R_{th} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{th}}\right) \right]$	

NÄHERUNG 1. ORDNUNG:

C_{th} repräsentiert Wärmespeicherung des Bauteils!



$$\Delta T(t) = P \cdot R_{th} \cdot [1 - e^{-t/\tau_{th}}]$$

= therm. Wid. für

$$\frac{\Delta T(t)}{P} = Z_{th}(t) = R_{th} [1 - e^{-t/\tau_{th}}]$$

transiente
Vorgänge!

Def. d. „TRANSIENTEN THERMISCHEN WIDERSTANDES“

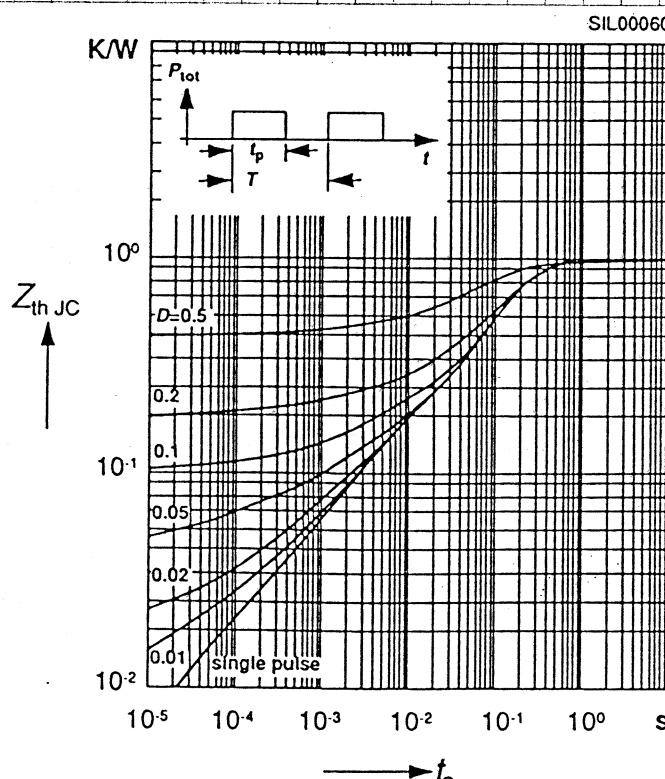
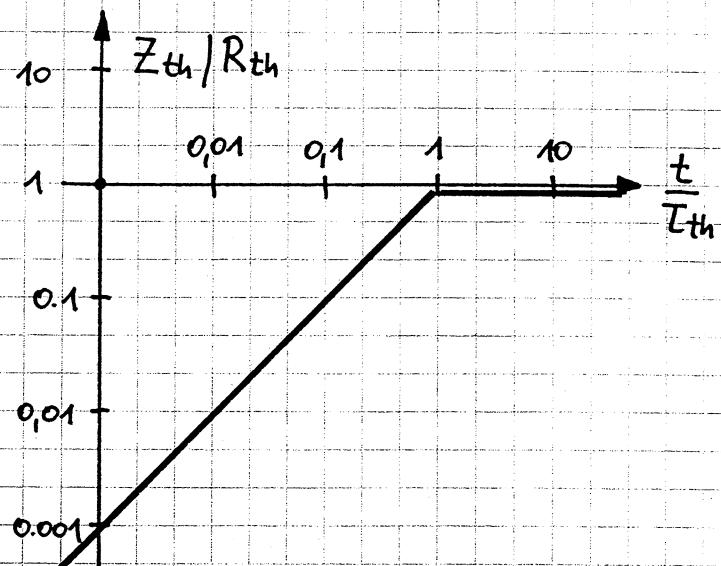
$$\frac{Z_{th}}{R_{th}} = 1 - e^{-t/\tau_{th}}$$

„THERMISCHES
BODE-DIAGRAMM“

FÜR BUZ 22

100V / 34A / 55 mΩ - FET (125W!)

IM TO-220 GEHÄUSE:



$D = t_p/T \dots \text{DUTY-CYCLE}$

FOLGERUNGEN AUS
THERMISCHER TRÄGHEIT:

- (+): Bauteil kann kurzzeitig hohe Impulsleistung aufnehmen
- (-): thermische Dimensionierung auf mittlere Leistung P_{AV} liefert nicht den thermischen Worstcase sondern nur die mittlere Temperatur!

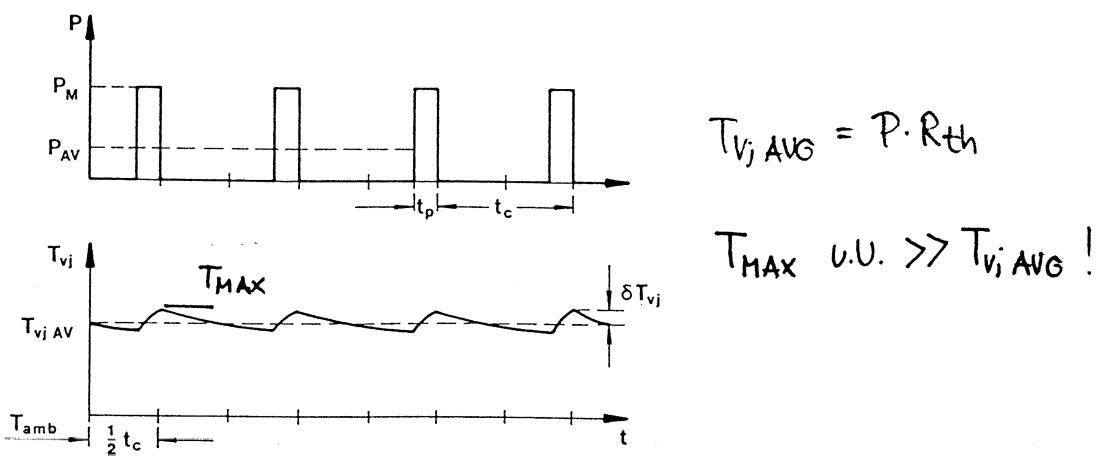
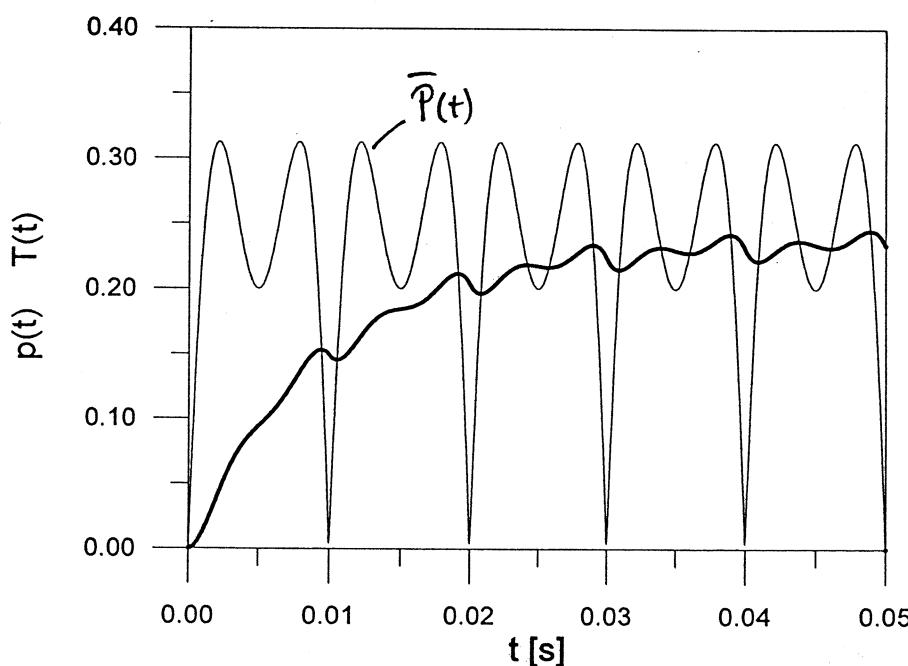
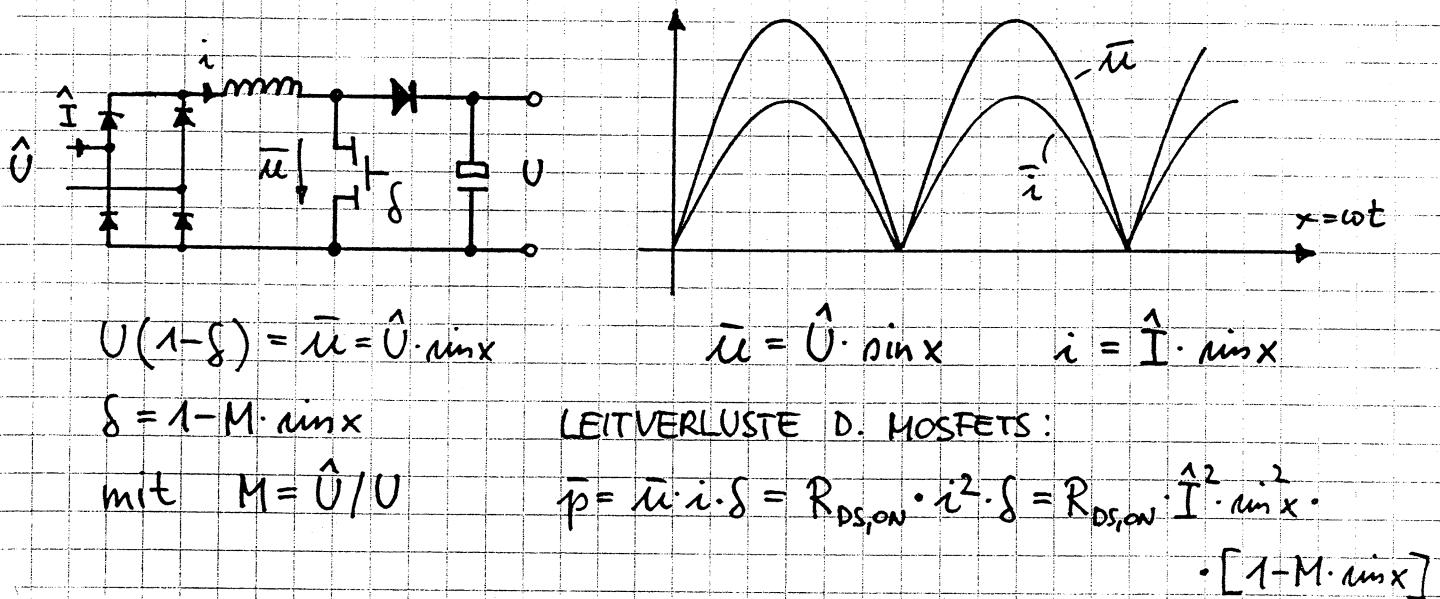


Bild 4.19
Zeitlicher Verlauf der Verlustleistung P und der Ersatzsperrsichttemperatur T_{vj} eines Stromrichterelements bei Dauerbetrieb.

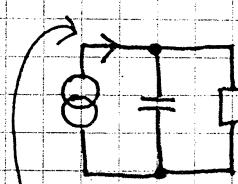
BEISPIEL: POWER-FACTOR-CORRECTOR (AKTIVER GLEICHRICHTER)



$$\bar{p} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \bar{p} dx = R_{DS,ON} \cdot I^2 \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{4M}{3\pi} \right]$$

liefert T_{AV}

$T(t)$ durch Simulation

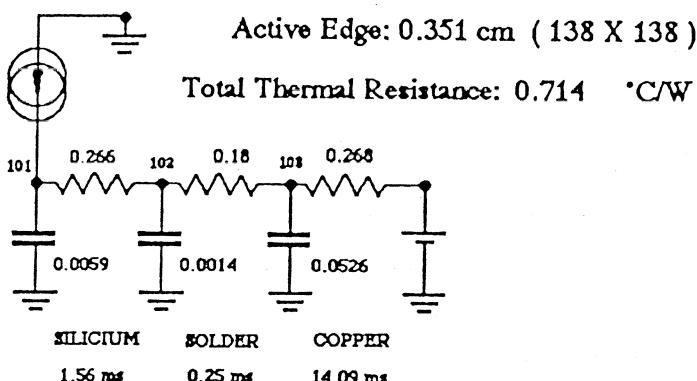


$$\sin^2 x (1 - M \cdot \sin x)$$

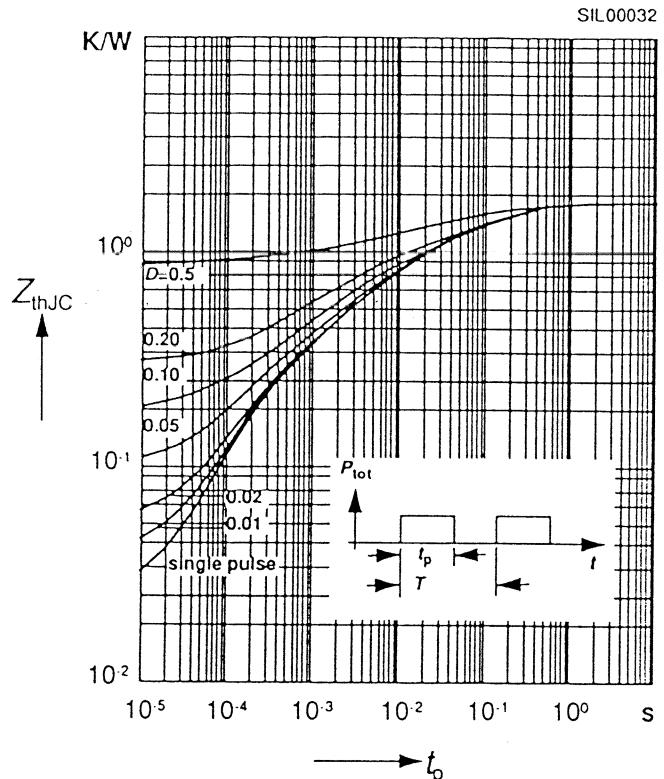
THERMISCHE MODELLE

HÖHERER ORDNUNG:

MTP25N06

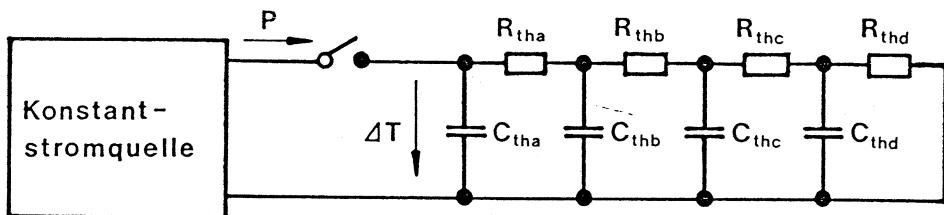


z.B. BUZ 20 TO 220
 100V | 13A | 200mΩ

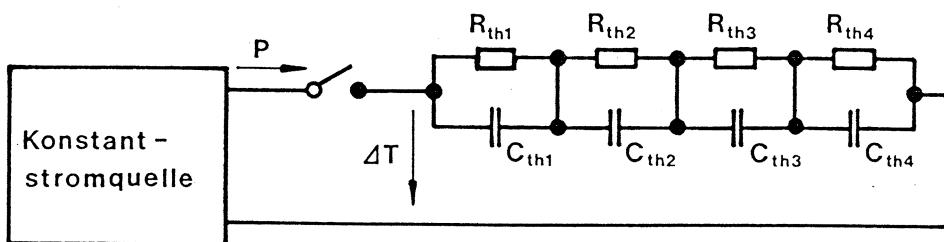


UMFORMUNG

DES THERMISCHEN
 ESB:



a



b

Thermische Ersatzschaltungen für ein Leistungs-Halbleiterbauelement mit Kühlkörper.

a Ersatzschaltung, die der Struktur des Bauelements entspricht,

b Transformierte Ersatzschaltung.

$$\Delta T(t) = P \cdot \sum_{\nu} R_{th,\nu} \cdot \left[1 - e^{-t/\tau_{th,\nu}} \right]$$

$$Z_{th}(t) = \sum_{\nu=1}^N R_{th,\nu} \cdot \left[1 - e^{-t/\tau_{th,\nu}} \right]$$

$$\tau_{th,\nu} = R_{th,\nu} \cdot C_{th,\nu}$$

NORMEN UND VORSCHRIFTEN BEI LEISTUNGS-ELEKTRONISCHEM SYSTEMEN (ÜBERBLICK)

- SICHERHEITSRICHTLINIEN:

VDE 0110, 0804, 0805, 0806, 0884, ...

EN 60 950, UL 840, VDE 0160

- EMV-RICHTLINIEN:

Produktfamilie	Verträglichkeitsnormen betreffend die Störaussendung				Störfestigkeit gegen HF und Impulse
	Netzstrom-oberwellen	Spannungs-schwan-kungen	Hoch-frequenz-emission		
1 Elektrohaushaltsgeräte und handgeführte Elektrowerkzeuge	EN 60 555-2	EN 60 555-3	EN 55 014	EN 50 082-1	
2 Leuchtstofflampen	EN 60 555-2	nicht festgelegt	EN 55 015	EN 50 082-1	
3 Rundfunkempfänger	EN 60 555-2	nicht festgelegt	EN 55 013	EN 55 020	
4 Datenverarbeitungsanlagen	EN 60 555-2	nicht festgelegt	EN 55 022	EN 50 082-1 (prEN 55024)	
5 Signalübertragung auf Niederspannungsnetzen	im Prinzip EN 50 081-1		EN 50 065-1	EN 50 082-1	
6 ISM-Geräte	im Prinzip EN 50 081-1		EN 55 011	in Beratung	
7 Industrielle Prozeßtechnik	nicht festgelegt	nicht festgelegt	in Beratung	in Beratung (IEC 801)	

ARTEN VON NORMEN

1. GRUNDNORMEN (Basic Standards)

z.B. IEC 1000 - x - y

2. FACHGRUNDNORMEN (Generic Standards)

z.B. EN 55011 für ISM-Geräte

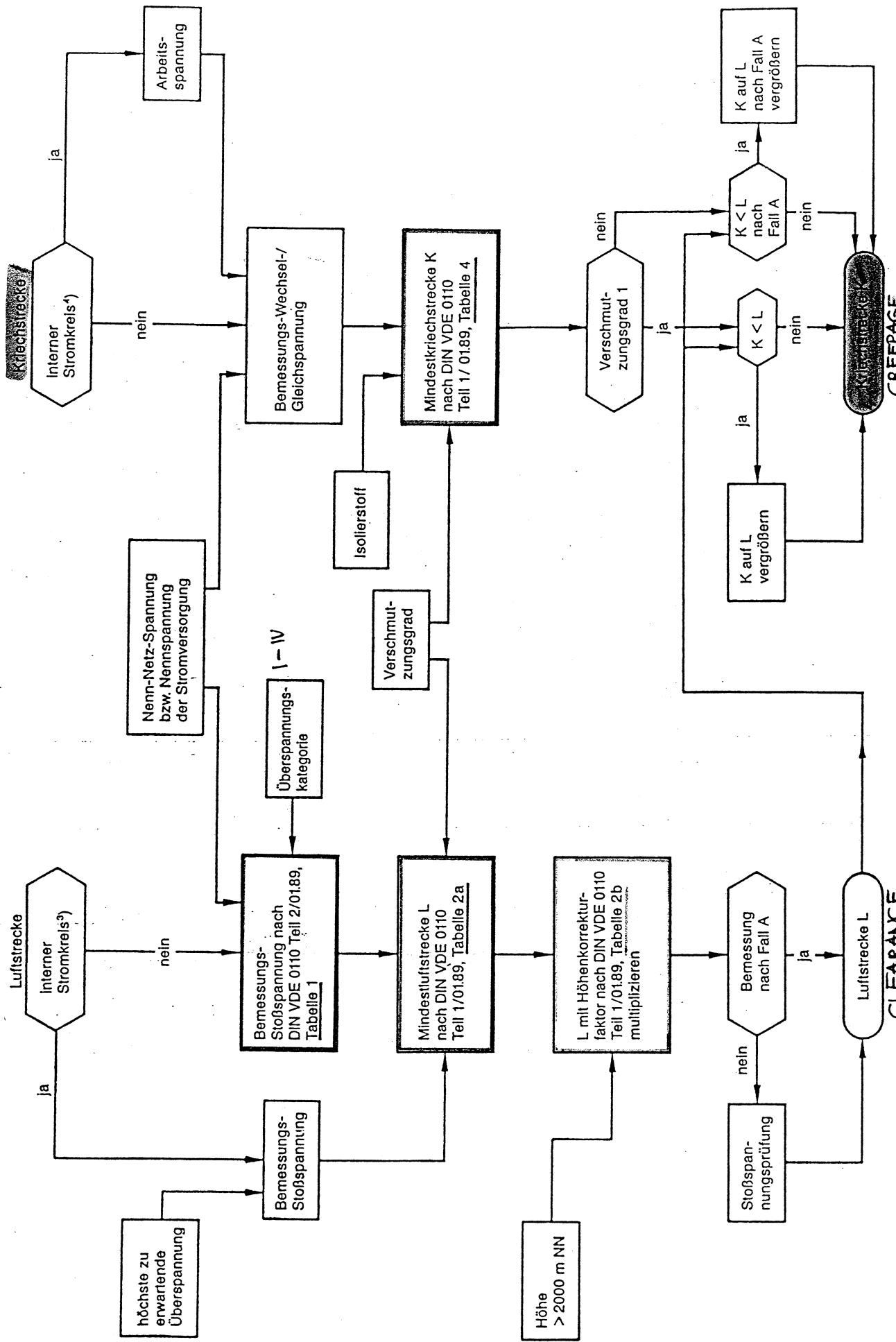
3. PRODUKTNORMEN

z.B. f. Antriebe (in Beratung)

PRÜFUNG IN DER REIHENFOLGE

VDE 0110: ISOLATIONSKOORDINATION ...

Schema zur Ermittlung der Luft- und Kriechstrecken in Betriebsmitteln



^{*)} Stromkreis oder Teil davon innerhalb eines Betriebsmittels, der nur unmaßgeblich von Überspannungen beeinflusst wird und diese durch Überspannungen nicht beeinflussen kann.

Tabelle 1. Zuordnung von Nenn-Netzspannungen zu den Bemessungs-Stoßspannungen

Nenn-Netzspannung für Wechselspannungssysteme nach DIN IEC 38 in V	Bemessungs-Stoßspannung in V für Überspannungskategorie			
	I	II	III	IV
230/400 277/480 ¹⁾	1500	2500	4000	6000
400/690	2500	4000	6000	8000
1000	4000	6000	8000	12000

¹⁾ Die Nenn-Netzspannung 500 V ist eingeschlossen

ÜBERSPANNUNGSKATEGORIE:

- I : keine Überspannung bzw. besonderer Schutz.
- II: keine Blitzüberspannungen z.B. f. Haushaltsgeräte
- III: wie II, aber erhöhte Anforderungen. z.B. Schütze, Schalter, Steckdosen.
- IV: Blitzüberspannungen: z.B. Zähler, SR-Geräte,.. (nur an Freileitung betreiben!)

Tabelle 2a. Mindestluftstrecken

Bemessungs-Stoßspannung in kV	Mindestluftstrecken in mm bis zu 2000 m über NN							
	Fall A (inhomogenes Feld ³⁾				Fall B (homogenes Feld ¹⁾			
	Verschmutzungsgrad				Verschmutzungsgrad			
	1	2	3	4	1	2	3	4
0,33 ²⁾	0,01				0,01			
0,40	0,02		0,1 ⁴⁾		0,02		0,1 ⁴⁾	
0,50 ²⁾	0,04	0,2	0,12 ⁴⁾		0,04	0,2	0,12 ⁴⁾	
0,60	0,06				0,06			
0,80	0,10		0,2		0,1			
1,0	0,15				0,15		0,2	
1,2	0,25	0,25			0,2			
1,5 ²⁾	0,5	0,5			0,3	0,3		
2,0	1,0	1,0	1,0	1,0	0,45	0,45		
2,5 ²⁾	1,5	1,5	1,5		0,6	0,6		
3,0	2	2	2		0,8	0,8		
4,0 ²⁾	3	3	3		1,2	1,2	1,2	
5,0	4	4	4	4	1,5	1,5	1,5	
6,0 ²⁾	5,5	5,5	5,5	5,5	2	2	2	
8,0 ²⁾	8	8	8	8	3	3	3	
10	11	11	11	11	3,5	3,5	3,5	3,5
12 ²⁾	14	14	14	14	4,5	4,5	4,5	4,5
15	18	18	18	18	5,5	5,5	5,5	5,5
20	25	25	25	25	8	8	8	8
25	33	33	33	33	10	10	10	10
30	40	40	40	40	12,5	12,5	12,5	12,5
40	60	60	60	60	17	17	17	17
50	75	75	75	75	22	22	22	22
60	90	90	90	90	27	27	27	27
80	130	130	130	130	35	35	35	35
100	170	170	170	170	45	45	45	45

¹⁾ Nachweis durch Stoßspannungsprüfung ist erforderlich, wenn die Luftstrecke kleiner ist als der für Fall A angegebene Wert.

²⁾ Bevorzugte Werte aus Tabelle 1.

³⁾ Spitze gegen Platte.

⁴⁾ Diese Werte gelten abweichend von IEC-Report 664 für gedruckte Schaltungen. Ein entsprechender deutscher Änderungsvorschlag liegt bei IEC vor.

Tabelle 4. Mindestkriechstrecken

Bemessungs- spannung U_{eff} oder $U_{\text{in V}}$	Gedruckte Schräglagen		Übrige Betriebsmittel									
	Verschmutzungsgrad 1		Verschmutzungsgrad 2			Verschmutzungsgrad 3			Verschmutzungsgrad 4			
	Verschmutzungsgrad 1	Verschmutzungsgrad 2	Isolierstoff IIIa	Isolierstoff IIIb	I	II	IIIa	IIIb	I	II	IIIa	IIIb
10	0,025	0,04	0,08	0,4	0,4	1	1	1	1,6	1,6	1,6	1,6
12,5	0,025	0,04	0,09	0,42	0,42	1,05	1,05	1,1	1,6	1,6	1,6	1,6
16	0,025	0,04	0,1	0,45	0,45	1,1	1,1	1,1	1,6	1,6	1,6	1,6
20	0,025	0,04	0,11	0,48	0,48	1,2	1,2	1,2	1,6	1,6	1,6	1,6
25	0,025	0,04	0,125	0,5	0,5	1,25	1,25	1,25	1,7	1,7	1,7	1,7
32	0,025	0,04	0,14	0,53	0,53	1,3	1,3	1,3	1,8	1,8	1,8	1,8
40	0,025	0,04	0,16	0,56	0,8	1,4	1,4	1,6	1,9	1,9	2,4	2,4
50	0,025	0,04	0,18	0,6	0,85	1,5	1,5	1,7	2	2,5	2,5	3
63	0,04	0,63	0,2	0,63	0,9	1,6	1,8	2	2,1	2,6	3,2	3,2
80	0,063	0,1	0,22	0,67	0,95	1,3	1,7	1,9	2,1	2,2	2,8	3,4
100	0,1	0,16	0,25	0,71	1	1,4	1,8	2	2,2	2,4	3,0	3,8
125	0,16	0,25	0,28	0,75	1,05	1,5	1,9	2,1	2,4	2,5	3,2	4
160	0,25	0,4	0,32	0,8	1,1	1,6	2	2,2	2,5	3,2	4	5
200	0,4	0,63	0,42	1	1,4	2	2,5	2,8	3,2	4	5	6,3
250	0,56	1	0,56	1,25	1,8	2,5	3,2	3,6	4	5	6,3	8
320	0,75	1,6	0,75	1,6	2,2	3,2	4	4,5	5	6,3	8	10
400	1	2	1	2	2,8	4	5	5,6	6,3	8	10	12,5
500	1,3	2,5	1,3	2,5	3,6	5	6,3	7,1	8,0	10	12,5	16
630	1,8	3,2	1,8	3,2	4,5	6,3	8	9	10	12,5	16	20
800	2,4	4	2,4	4	5,6	8	10	11	12,5	16	20	25
1000	3,2	5	3,2	5	7,1	10	12,5	14	16	20	25	32
1250			4,2	6,3	9	12,5	16	18	20	25	32	40
1600			5,6	8	11	16	20	22	25	32	40	50
2000			7,5	10	14	20	25	28	32	40	50	63
2500			10	12,5	18	25	32	36	40	40	50	63
3200			12,5	16	22	32	40	45	50	63	80	100
4000			16	20	28	40	50	56	63	80	100	125
5000			20	25	36	50	63	71	80	100	100	125
6300			25	32	45	63	80	90	100	125	160	200
8000			32	40	56	80	100	110	125	160	200	250
10000			40	50	71	100	125	140	160	200	250	320

) Isolierstoff I oder Isolierstoff II, IIIa, IIIb, wo sich die Möglichkeit der Kriechspurbildung infolge der Bedingungen des Abschnitts 10,8 verringert.

2) Isolierstoff I, II, IIIa, IIIb

3) Isolierstoff I, II, IIIa

4) Kriechstreckenwerte in diesem Bereich nicht festgelegt. Die Isolierstoffe IIIa und IIIb werden im allgemeinen nicht für Verschmutzungsgrad 3 oberhalb 630 V und für Verschmutzungsgrad 4 empfohlen.

VERSCHMUTZUNGSGRADE:

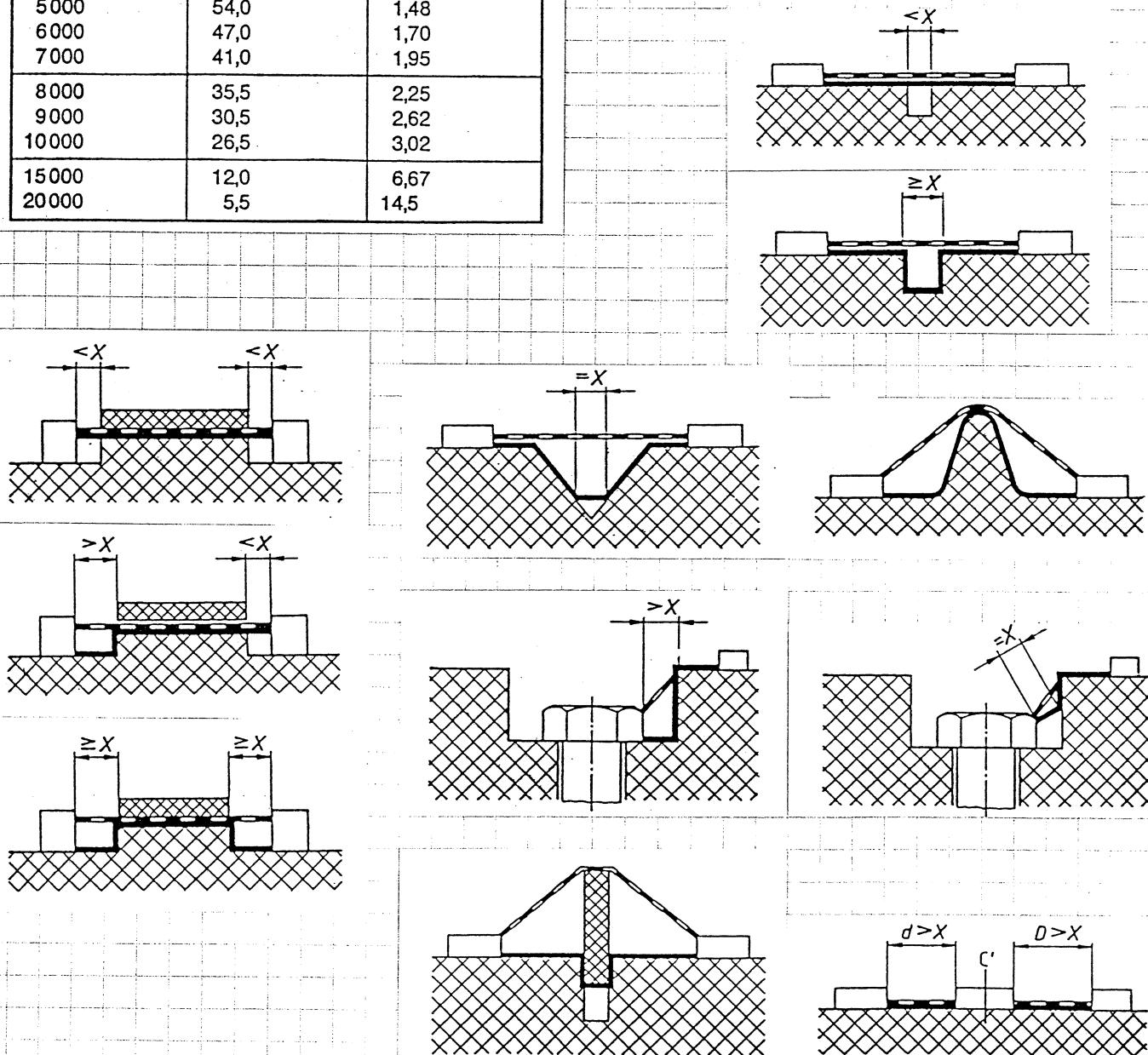
- 1: Keine, od. nur trockene, nichtleitende Verschm.
(bzw. hermetisch dicht oder getränkt!)
- 2: gelegentliche Leitfähigkeit durch Betauung!
- 3: nichtleitende Verschm. die bei Betauung leitf. wird!
- 4: leitf. Staub, Regen, Schnee

Tabelle 2b. Höhen-Korrekturfaktoren

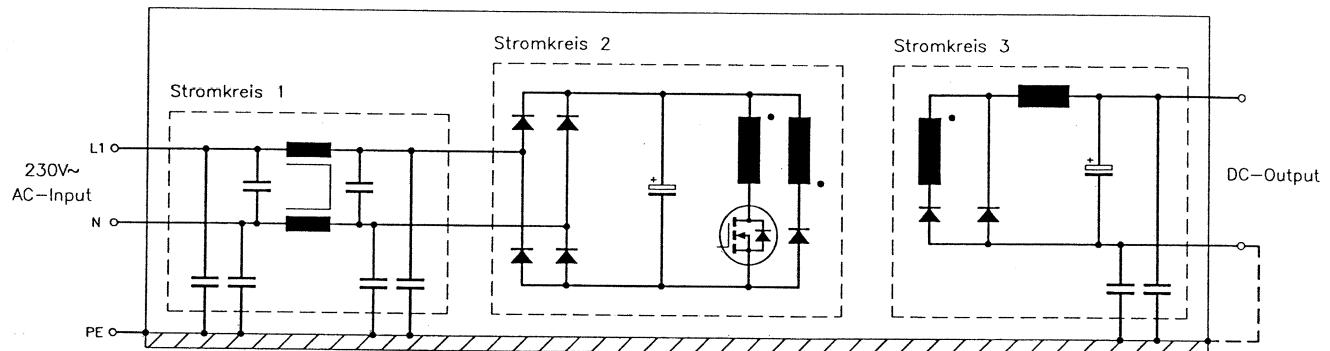
Höhe in m	Normaler Luftdruck in kPa	Multiplikations- faktor für Abstände
0	101,3	0,79
500	95,0	0,84
1000	90,0	0,89
2000	80,0	1,00
3000	70,0	1,14
4000	62,0	1,29
5000	54,0	1,48
6000	47,0	1,70
7000	41,0	1,95
8000	35,5	2,25
9000	30,5	2,62
10000	26,5	3,02
15000	12,0	6,67
20000	5,5	14,5

Verschmutzungsgrad	Mindestwerte der Breite X in mm
1	0,25
2	1,0
3	1,5
4	2,5

Wenn die zugehörige Luftstrecke kleiner als 3 mm ist, kann der Mindestwert der Breite X auf $\frac{1}{3}$ dieser Luftstrecke reduziert werden.



Sichere elektrische Trennung eines Schaltnetzteiles nach VDE 0805/2.3.6



Stromkreis	Betriebs -spannung (RMS)		gegen Stromkreis 1	gegen Stromkreis 2	gegen Stromkreis 3	innerhalb d. Stromkreises (Leiterplatte)
1	230V ~	a b c	—	0V ~ 4 mm 3 mm	1250V ~ 8 mm 8 mm	3.0 (2) mm 2.5 (2) mm
2	420V ~	a b c	—	—	4100V ~ 10 mm 8 mm	*) ***) ***) 3.0(2) 4.0(2) 2.0 (1) 2.5(2) 3.0(2) 1.5 (1)
3	< 30V ~ am Ausgang	a b c	—	—	—	****) 0.3 mm 2.0 (1) 1.5 (1)
Gehäuse		a b c	1250V~ 4 (3) mm 3 (2) mm	1500V~ 5 (4) mm 4 (3) mm	0V~ 2.0 (1) mm 1.5 (1) mm	

- a) ... Prüfspannung
- b) ... Kriechstrecke
- c) ... Luftstrecke

*) Beanspruchung mit einfacher Zwischenkreisspannung

**) Schaltransistoren, Entmagnetisierungsdiode, Hilfsversorgung-Schalttransistor

****) Mittelpunkt der Spannungsteiler-Symmetrierwiderstände des Zwischenkreises

*****) Aktive Teile mit U>50V~/70V DC

1. Anwendungsbereich

1.1 Uneingeschränkte Anwendung; 1.2 Eingeschränkte Anwendung; 1.3 Ausnahmen;

2. Begriffe**3. Vorzugswerte**

3.1 Spannungen; 3.2 Frequenz; 3.3 Betriebsumgebungstemperatur; 3.4 Kühlmitteltemperatur;

4. Gemeinsame Anforderungen für den Bau fabrikfertiger elektronischer Betriebsmittel (Geräte) und für die Errichtung von Anlagen

4.1 Allgemeine Sicherheitsanforderungen; 4.2 Geräusche; 4.3 Netzrückwirkungen, Funk-Entstörung; 4.4 Bezugsleiter, Funktionserdung, Abschirmung; 4.5 Schutz gegen gefährliche Körperströme; 4.6 Verbindungsleitungen

5. Anforderungen für den Bau fabrikfertiger elektronischer Betriebsmittel (Geräte)

5.1 Aufschriften, Kennzeichnung und Betriebsunterlagen; 5.2 Klimabeständigkeit, mechanische Festigkeit, Wärmesicherheit; 5.3 Elektrische Betriebsbedingungen (Oberschwingungen, Unsymmetrien, ...); 5.4 Bezugsleiter, Funktionserdung; 5.5 Schutz gegen gefährliche Körperströme, 5.6 Isolierung und Verbindung von Stromkreisen, sichere elektrische Trennung, 5.7 Luft- und Kriechstrecken, Abstände, 5.8 Äußere Anschlüsse, innere Verbindungen;

6. Anforderung an die Errichtung von Anlagen

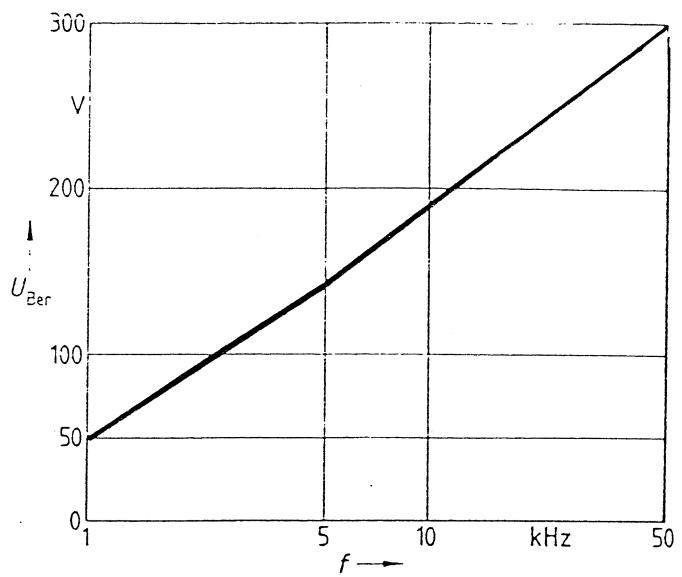
6.1 Allgemeines; 6.2 Nichtelektrische Anforderungen; 6.3 Speisendes Netz; 6.4 Erdung; 6.5 Schutz gegen gefährliche Körperströme;

7. Prüfungen

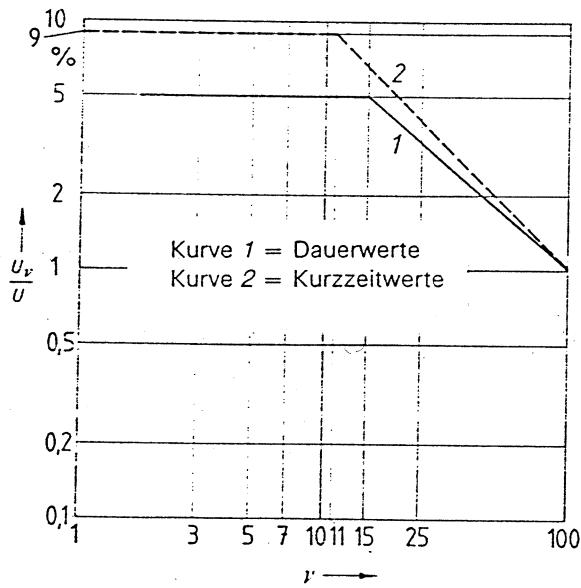
7.1 Typ- und Stückprüfungen; 7.2 Klimabeständigkeit, mechanische Festigkeit, Wärmesicherheit, Geräusche; 7.3 Überspannungsfestigkeit, Funk-Entstörung, Kurzschlußfestigkeit; 7.4 Bezugsleiter; 7.5 Schutz gegen gefährliche Körperströme; 7.6 Isolierung und Verbindung von Stromkreisen, Sichere elektrische Trennung; 7.7 Luft- und Kriechstrecken, Abstände; 7.8 Äußere Anschlüsse, Aufschriften, Betriebsunterlagen; 7.9 Funktionsprüfung;

max. zul. Berührungs-
spannung < 50Vn/120V-
für $f \leq 1\text{kHz}$

für $f > 1\text{kHz}$: →



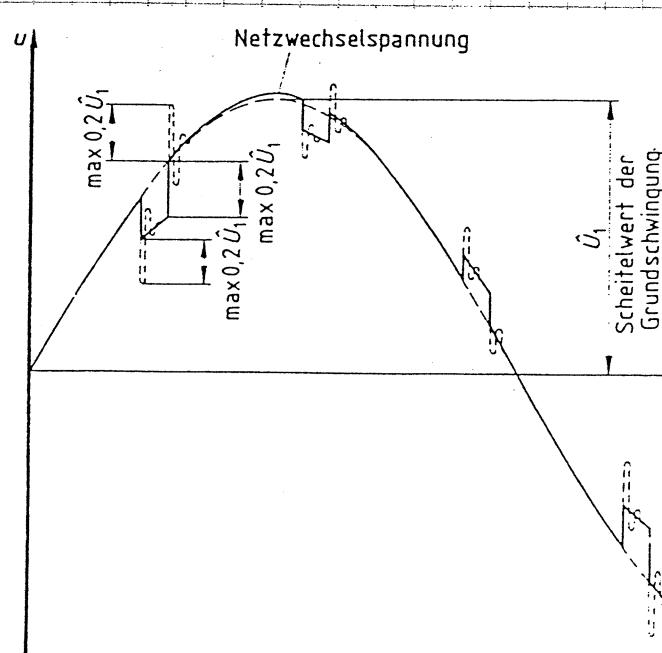
NETZSPANNUNG OBERSCHWINGUNGSBELASTUNG:



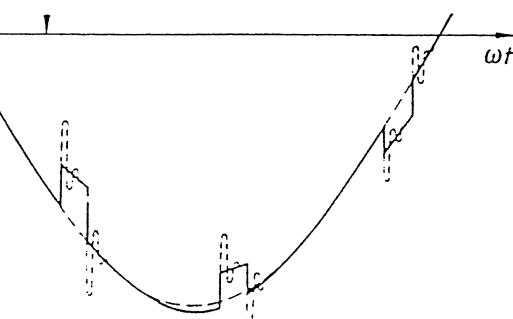
MAX. ZUL. TEMPERATUR:

		Grenz-temperaturen °C
Abdeckungen im Handbereich	Metall Isolierstoff	65 75
Handhaben	Metall Isolierstoff	50 60

Grenzwerte für jede einzelne Oberschwingung in der Netzwechselspannung. U_v ist der Effektivwert der Oberschwingungsspannung der v -ten Ordnung.



VERSORGUNGSSPANNUNG KURZZEIT-EINBRÜCHE



PRÜFIMPULS:

$$230V : \hat{U} = 750V$$

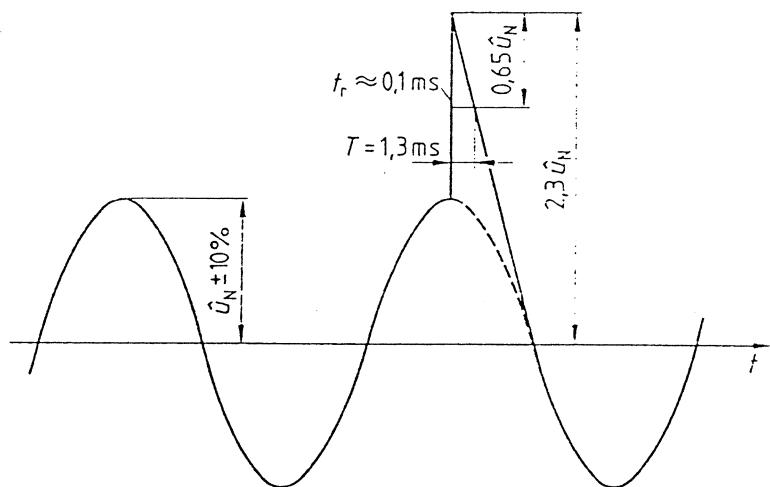
$$400V : \hat{U} = 1300V$$

SPANNUNGSEINPRÄGUNG

$$\text{mit } C_{\max} = 6\mu F$$

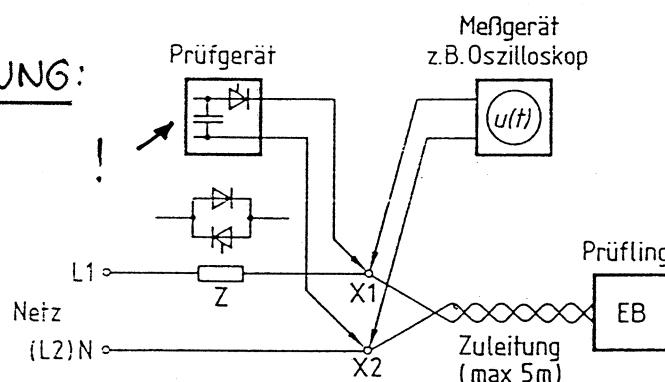
$$(W = \frac{1}{2} \cdot (1300V)^2 \cdot 6\mu F = 5kWs!)$$

$$p = 5kWs / 5ms = 1MW!$$

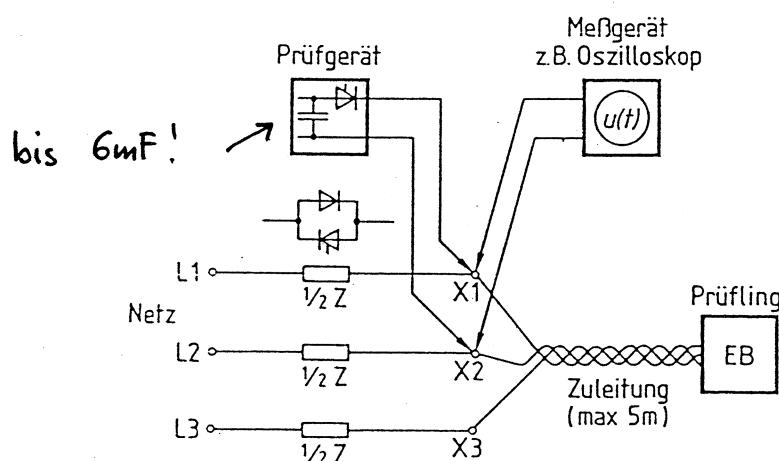


Spannungsimpuls zur Prüfung der Überspannungsfestigkeit

PRÜFANORDNUNG:



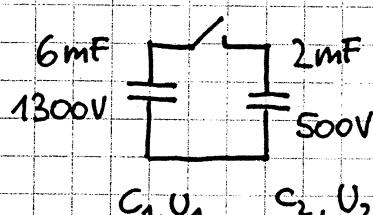
a) Prüfling mit ein-(zwei-)phasigem Netzanschluß



b) Prüfling mit dreiphasigem Netzanschluß. Die drei Impedanzen $\frac{1}{2} Z$ dürfen durch eine einzige Halbleiteranordnung in einer der jeweils zu prüfenden Netzzuleitungen ersetzt werden.

Anordnung zur Prüfung der Überspannungsfestigkeit

BSPL: DREHSTROMANTRIEB ($15kW$, $C_{zu} = 2\mu F$, $U_{zu} = 500V$)



$$U_{12} = \frac{U_1 \cdot C_1 + U_2 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1300V \cdot 6\mu F + 500V \cdot 2\mu F}{8\mu F} = 1100V$$

GERÄT DARB NICHT AUSFALLEN!

EMV-NORM: EN 60555-2: NIEDERFREQUENTE NETZ-
RÜCKWIRKUNGEN

GÜLTIGKEITSBEREICH: ALLE GERÄTE (BIS 16 A PHASENSTROM)

DIE AN DAS ÖFFENTLICHE EVU-NETZ ANGESCHLOSSEN
WERDEN KÖNNEN („Geräte mit Stecker“, Haushalt, Gewerbe)

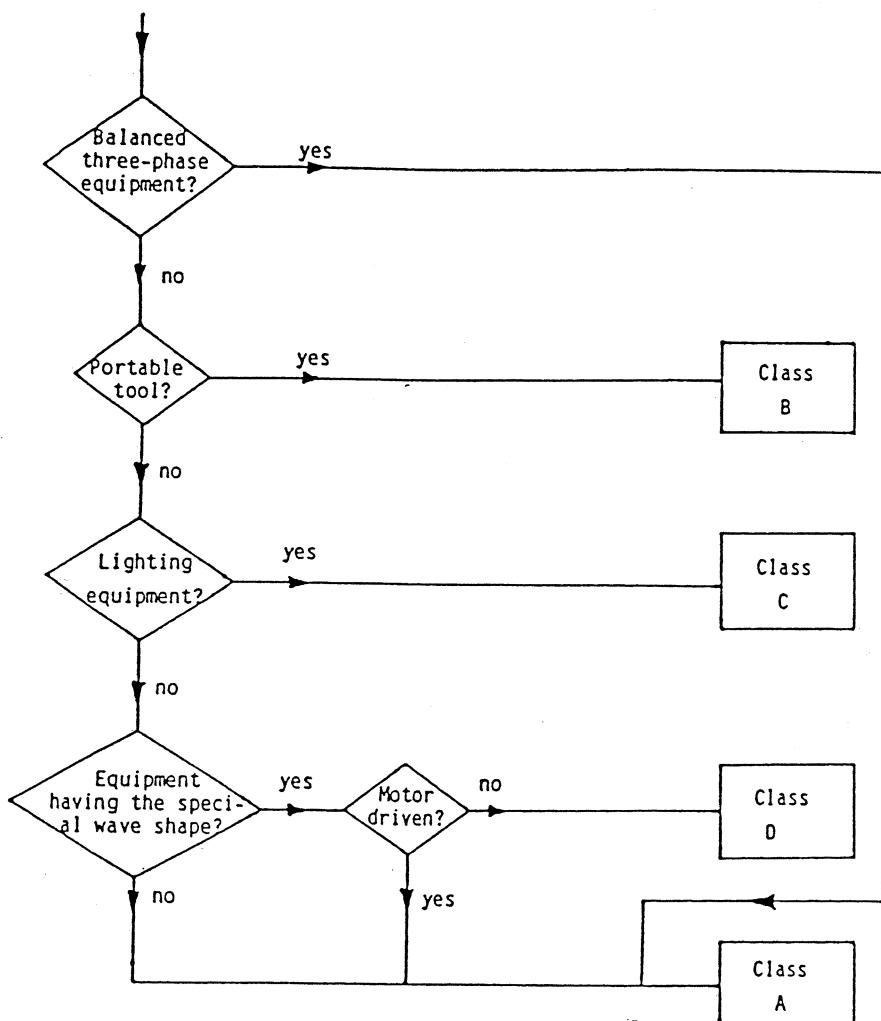
EINTEILUNG DER GERÄTE IN 4 KLASSEN:

A: SYM. DREIPHASENLASTEN U. ALLE ANDEREN LASTEN AUSSER:

B: ELEKTROHANDWERKZEUGE

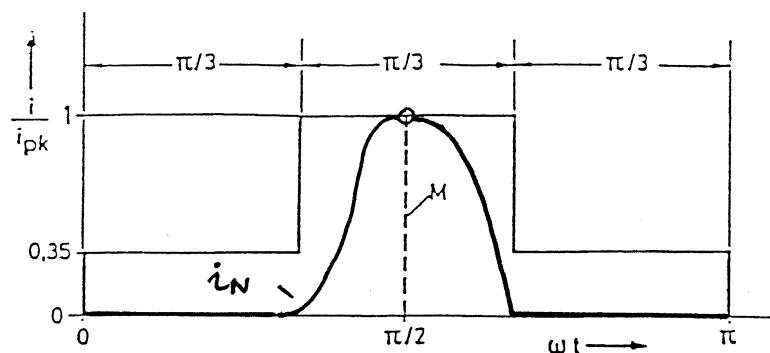
C: BELEUCHTUNGSEINRICHTUNGEN

D: GERÄTE MIT „PULSFÖRMIGEM“ NETZSTROM (keine Antriebe!)



PULSFÖRMIGER NETZSTROM: (KLASSE D)

wenn i_N zu 95%
der (Halb-) Periode
in der nebenstehenden
Hüllkurve liegt!
typ. i_N eines
einphasigen SNT
mit (passivem) Gleichrichter



OBERSCHWINGUNGSGRENZWERTE

KLASSE A: Tab. 1 →

Absolute OS-Grenzströme!
(Syst mit kleinerer
Leistung bevorzugt!)

KLASSE B: (Werkzeuge)

WERTE AUS TAB. 1 $\times 1,5$

Table 1*

Harmonic order n	maximum permissible harmonic current (A)
Odd harmonics	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \cdot \frac{15}{n}$
Even harmonics	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \cdot \frac{8}{n}$

Table 2

Harmonic order n	maximum value expressed as a percentage of the fundamental input current of the luminaires
2	2
3	$30 \cdot \lambda^*$
5	10
7	7
9	5
$11 \leq n \leq 39$	3

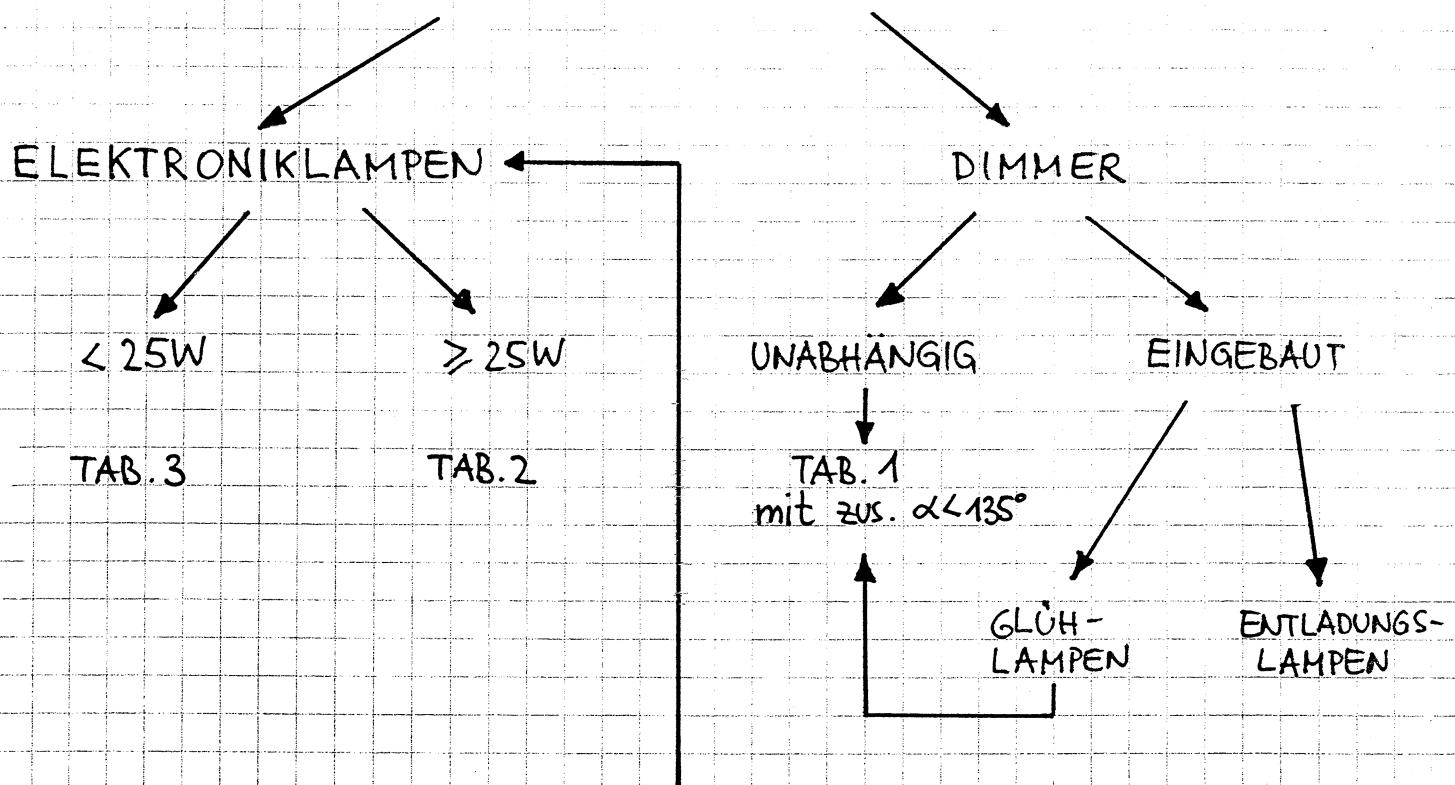
* λ is the circuit power-factor.

KLASSE C (Beleuchtungen)

Grenzwerte relativ zur
Grundschwingung ← Tab. 2 ←
(% von \hat{I}_1)

FALLUNTERSCHEIDUNGEN: F. KL. C

KLASSE C (BELEUCHTUNGSEINRICHTUNGEN)



KLASSE D

(Einphasen SNT)

ABSOLUTE UND
RELATIVE GRENZ-
WERTE

EN 60555

ENDET BEI
2 kHz (40. OS)!

Table 3

Harmonic order n	Maximum permissible harmonic current	
	relative limits mA/W	absolute limits A
Odd harmonics		
3	3.6	1.08
5	2.0	0.60
7	1.5	0.45
9	1.0	0.30
11 ≤ n ≤ 39	0.6 * $\frac{11}{n}$	0.18 * $\frac{11}{n}$
Even harmonics		
2	1.0	0.3
4	0.5	0.15

P. P < 300W P. P ≥ 300W

HF - EMV : FUNK-ENTSTÖRUNG"

EN 55011: GRENZWERTE UND MESSVERFAHREN FÜR FUNKSTÖRUNGEN VON ISM - GERÄTEN (VDE 0875)

ISM-GERÄTE: INDUSTRIAL, SCIENTIFIC, MEDICAL mit $f_i > 10$ kHz!

Vorwort
Anerkennungsnotiz
Abschnitt	
1	Anwendungsbereich und Zweck
2	Begriffe
3	Nationale Maßnahmen und für die Benutzung durch ISM-Geräte festgelegte Frequenzen
4	Einteilung der ISM-Geräte
4.1	Aufteilung in Gruppen
4.2	Unterteilung in Klassen
5	Grenzwerte für Funkstörungen
5.1	Grenzwerte für die Funkstörspannung
5.2	Grenzwerte für die Funkstörstrahlung
5.3	Vorkehrungen für den Schutz besonderer Sicherheits-Funkdienste
6	Ermittlung der Konformität der Geräte
6.1	Seriengefertigte Geräte
6.2	Einzel gefertigte Geräte
6.3	Statistische Ermittlung der Übereinstimmung seriengefertigter Geräte
7	Allgemeine Meßbedingungen
7.1	Störpegel in der Umgebung
7.2	Meßeinrichtung
7.3	Frequenzmessungen
7.4	Anordnung des Prüflings
7.5	Betriebsarten beim Messen
8	Besondere Bedingungen für Messungen auf Meßplätzen (9 kHz bis 1 GHz)
8.1	Strahlungsmeßplatz für 9 kHz bis 1 GHz
8.2	Messung der Funkstörspannung
9	Messung der Funkstörstrahlung: 1 GHz bis 18 GHz
9.1	Meßanordnung
9.2	Meßantenne
9.3	Überprüfung und Kalibrierung des Meßplatzes
9.4	Durchführung der Messungen
10	Messungen am Aufstellungsort
11	Sicherheitsvorkehrungen
Bilder
Anhang A	Beispiele für die Einteilung von Geräten
Anhang B	Erforderliche Vorkehrungen bei der Verwendung eines Spektrumanalysators
Anhang C	Messung der Funkstörstrahlung in Gegenwart von Funksendesignalen
Anhang D	Ausbreitung der Störaussendungen von industriellen HF-Geräten bei Frequenzen zwischen 30 MHz und 300 MHz
Anhang ZA	Andere in dieser Norm zitierte Internationale Publikationen mit den Verweisungen auf die entsprechenden europäischen Publikationen

BEHANDELTER FREQUENZBEREICH: 9 kHz - 400 GHz!

STÖRUNGSARTEN: (EMISSIONEN)

- LEITUNGSGEBUNDEN: STÖRSPANNUNG dB_{UV} (Tastkopf!)
- STRAHLUNGSGBUNDEN: STÖRFELDSTÄRKE dB_{μV/m} (Antenne!)

EINTEILUNG DER GERÄTE

Gruppe 1: ISM-GERÄTE MIT „INNERER“ HF

z.B. Schaltnetzteile

Gruppe 2: ISM-GERÄTE DIE HF ABSICHTLICH NACH
AUSSEN ABFÜHREN

z.B. Generatoren zum induktiven Erwärmen,
thyristorgesteuerte Geräte, HF-erregte Schweißer.

KLASSE A: Geräte die nicht im Wohnbereich betrieben
werden (nicht f. „normales“ Netz)

KLASSE B: Geräte für Wohnräume

ZULÄSSIGE STÖRSPANNUNGEN

9 kHz - 150 kHz: in Beratung

150 kHz - 30 MHz: gemessen auf Meßplatz mit
Netznachbildung (S02 / S04 H V)

> 30 MHz: Keine Grenzwerte für leitungsgebundene
Störungen festgelegt!

Grenzwerte für die Funkstörspannung am Netzanschluß von Geräten der Klasse A, die auf einem Meßplatz gemessen werden.

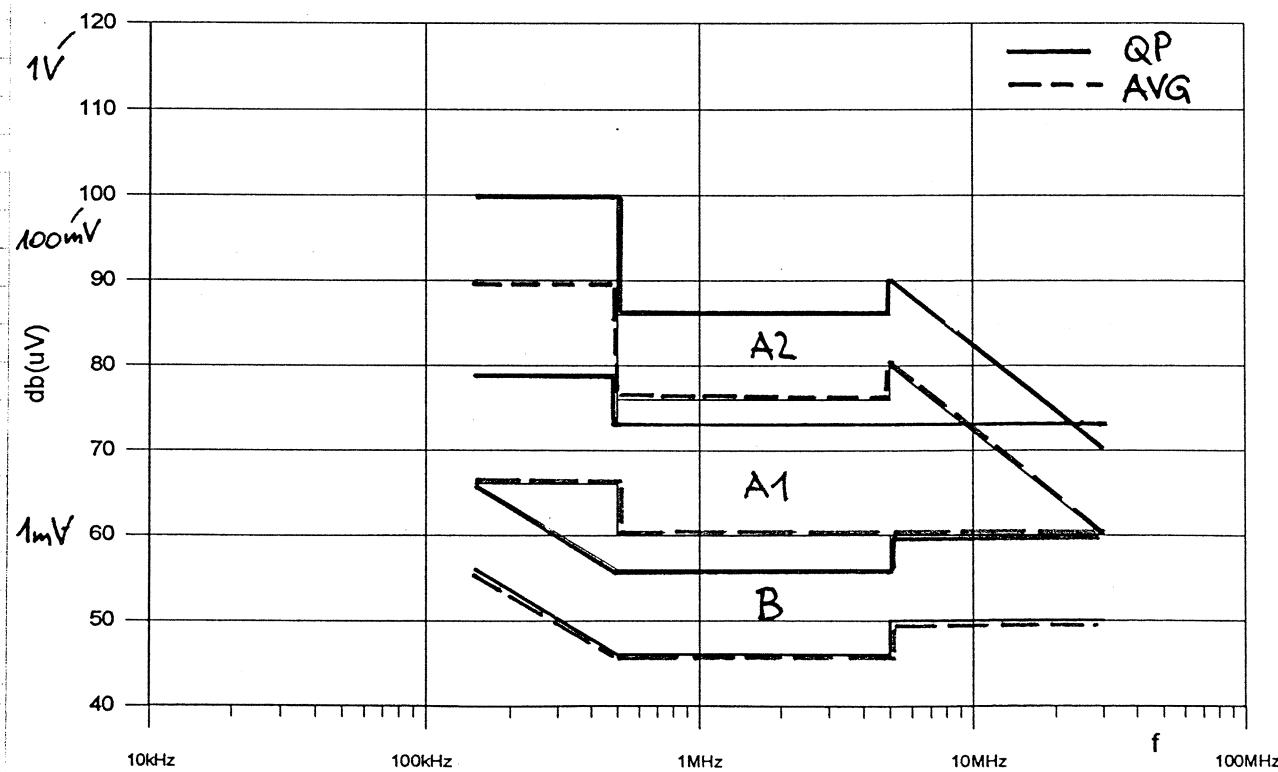
Frequenzbereich MHz	Gruppe 1		Gruppe 2*)	
	Quasispitzenwert	Mittelwert	Quasispitzenwert	Mittelwert
0,15 bis 0,50	79	66	100	90
0,50 bis 5	73	60	86	76
5 bis 30	73	60	90 (linear) mit dem Logarithmus der Frequenz fallend auf 70	80 auf 60

*) Grenzwerte für die Funkstörspannungen am Netzanschluß von Geräten der Gruppe 2, Klasse A, die Ströme über 100 Ampere aufnehmen, sind in Beratung.

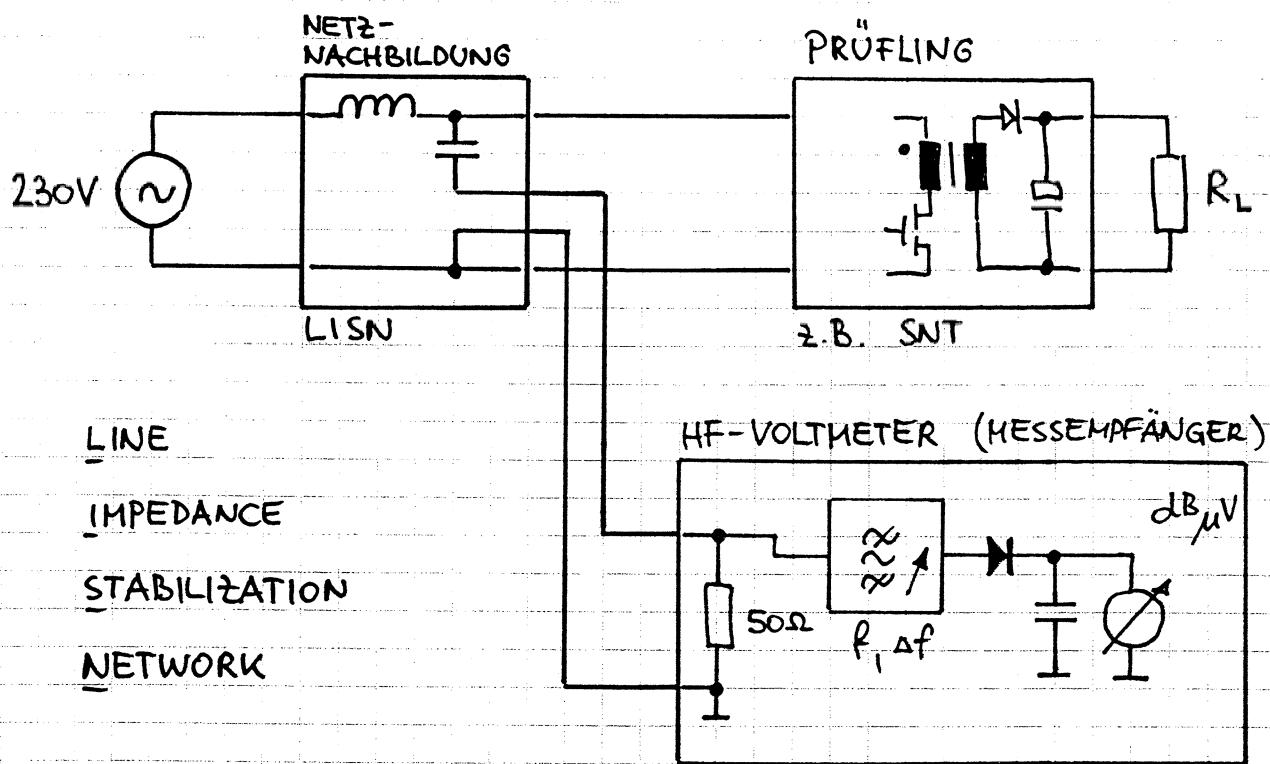
Grenzwerte für die Funkstörspannung am Netzanschluß von Geräten der Klasse B, die auf einem Meßplatz gemessen werden.

Frequenzbereich MHz	Grenzwerte für Geräte der Klasse B in dB (μ V)	
	Gruppe 1 und 2	
	Quasispitzenwert	Mittelwert
0,15 bis 0,50	66 (linear) mit dem Logarithmus der Frequenz fallend auf 56	56 (linear) mit dem Logarithmus der Frequenz fallend auf 46
0,50 bis 5	56	46
5 bis 30	60	50

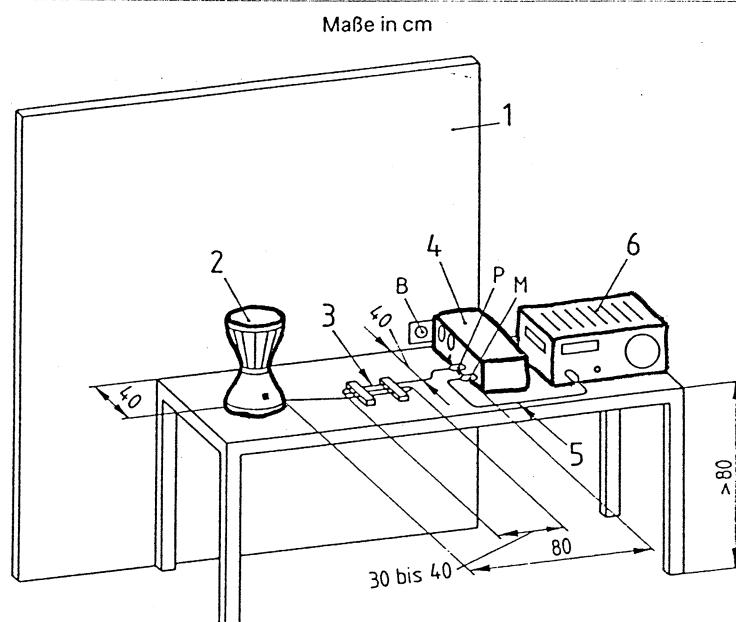
EN 55011



WIE WIRD GEMESEN ?



DEFINITERTER AUFBAU:



- 1 Metallwand, mindestens 2 m x 2 m
 - 2 Prüfling
 - 3 mäanderförmig gefaltetes Leitungsbündel
 - 4 Netznachbildung
 - 5 geschirmte Verbindungsleitung
 - 6 Funkstörmeßempfänger
- B Anschluß: Bezugsmasse
M Anschluß: Funkstörmeßempfänger
P Anschluß: Prüfling

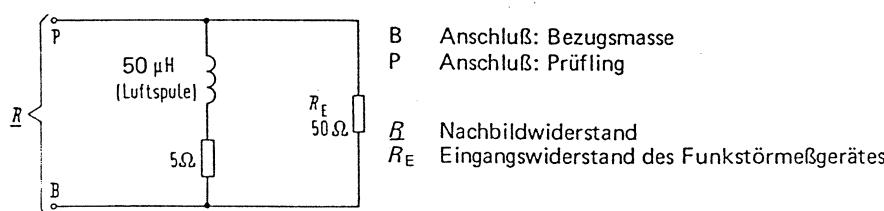
Bild 2. Meßanordnung und Anschluß eines Prüflings mit Netzanschluß

NETZNACHBILDUNGEN

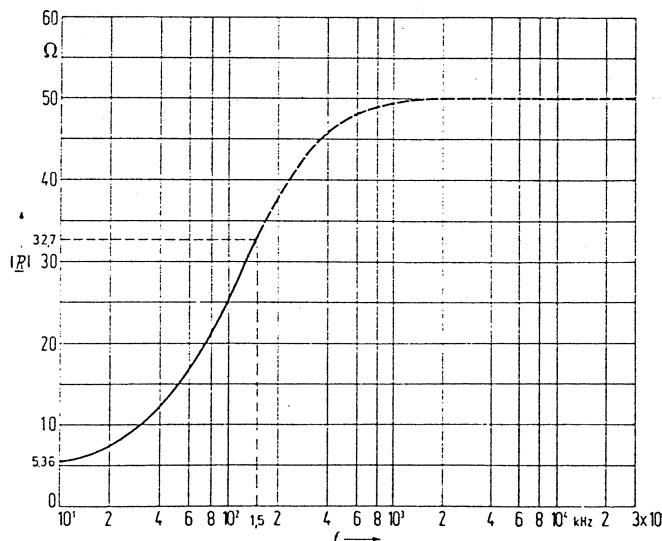
Definieren HF-Abschlußimpedanz des Prüflings

Meßfrequenzbereich	Betriebsstrom	Impedanz des Nachbildwiderstandes Nennwert	Zulässige Abweichung	Verwendungszweck
10 bis 150 kHz (30 MHz)	nicht festgelegt; nur begrenzt durch die Strombelastbarkeit der Induktivität	$(50 \mu\text{H} + 5 \Omega) \parallel 50 \Omega^6$	$\pm 20\%$	in V-Netznachbildungen zur Nachbildung von Stromversorgungsnetzen
0,1 bis 100 MHz	nicht festgelegt; nur begrenzt durch die Strombelastbarkeit der Induktivität	$(5 \mu\text{H} + 1 \Omega) \parallel 50 \Omega^6$	$\pm 20\%$	in V-Netznachbildungen zur Nachbildung von Stromversorgungen mit niedrigem Innenwiderstand (z. B. einpolige Installationen mit Masse-Rückleitung (Bordnetze))
0,15 bis 30 MHz	$\leq 25 \text{ A}$	150Ω	$\pm 20\%$ Phasenfehler $< \pm 20^\circ$	in V-Netznachbildungen zur Nachbildung von Stromversorgungsnetzen und in Δ -Netznachbildungen zur Nachbildung von Fernmeldeanlagen
0,15 bis 30 MHz	> 25	$50 \mu\text{H} \parallel 50 \Omega^6$	$\pm 20\%$	in V-Netznachbildungen zur Messung von Betriebsmitteln mit hohen Betriebs- und pulsförmigen Strömen

⁶⁾ Abgekürzte Schreibweise für den Nachbildwiderstand, der sich aus der Reihenschaltung (+) bzw. Parallelschaltung (||) der angegebenen Schaltungselemente ergibt.



Ersatzschaltplan des Nachbildwiderstandes $(50 \mu\text{H} + 5 \Omega) \parallel 50 \Omega^6$ im Meßfrequenzbereich 10 bis 150 kHz (30 MHz)



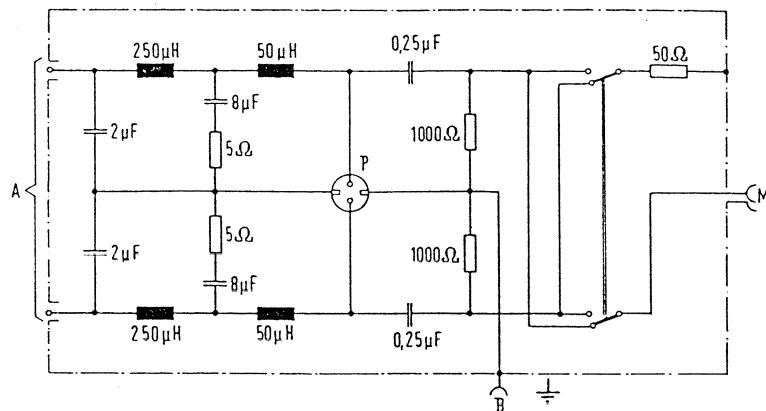
Scheinwiderstandsverlauf des Nachbildwiderstandes $(50 \mu\text{H} + 5 \Omega) \parallel 50 \Omega^6$ im Meßfrequenzbereich 10 bis 150 kHz (30 MHz)

REALISIERUNG:

5Ω mit
5Ω definieren
die Impedanz

250µH / 2µF

zur Netzentkopplung

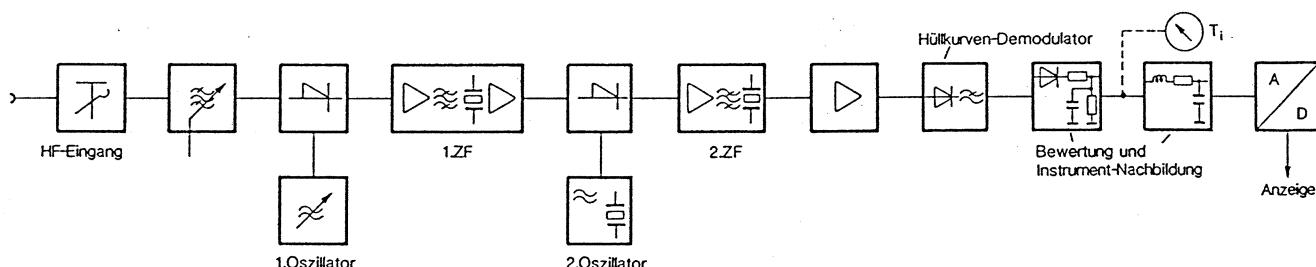


- A Anschluß: Stromversorgung
- B Anschluß: Bezugsmasse (Metallwand)
- $\frac{1}{2}$ Anschluß: Schutzerdung
- M Anschluß: Funkstörmeßempfänger (50Ω)
- P Anschluß: Prüfling

Bild 25. V-Netznachbildung 10 bis 150 kHz (30 MHz) für ortsfesten Anschluß mit Schutzerdung oder für Schutz trennung

HF - SPANNUNGSMESSUNG

2 SYSTEME: • MESSEMPFÄNGER • SPEKTRUMANALYSATOR



Blockschaltbild eines Funkstörmeßempfängers.

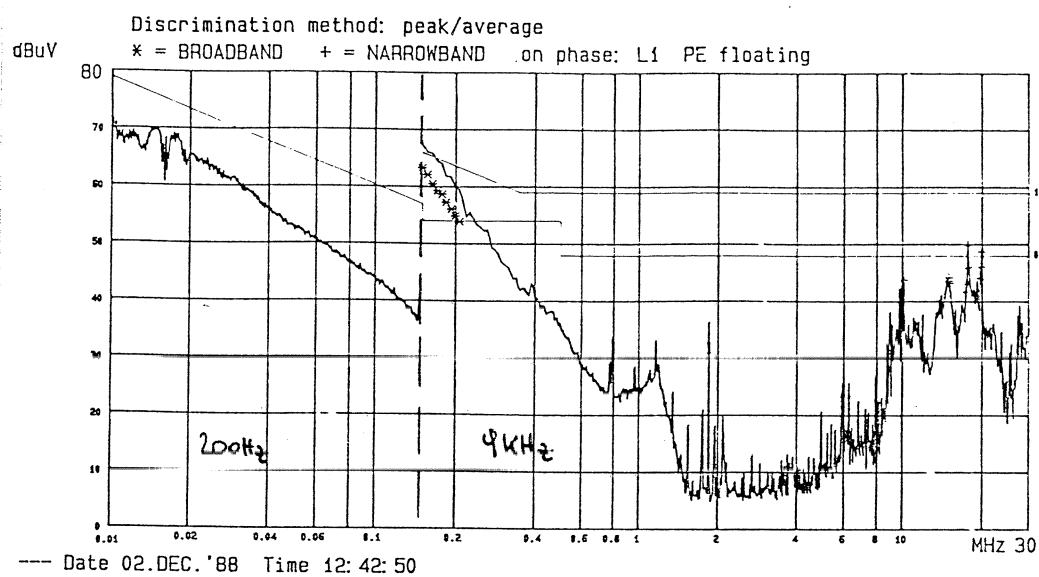
Eigenschaften von Funkstörmeßempfängern

Meßfrequenzbereiche	10 bis 150 kHz	0,15 bis 30 MHz	30 bis 1000 MHz
Bandbreite (6 dB) in kHz ¹)	0,2	9	120
Übersteuerungsbereich der Stufen vor dem Meßgleichrichter in dB ²)	24	30	43,5
Übersteuerungsbereich des Meßverstärkers bis zum Anzeigegerät in dB	6	12	6
Elektrische Ladezeitkonstante der Bewertungsschaltung in ms	45	1	1
Elektrische Entladezeitkonstante der Bewertungsschaltung in ms	500	160	550
Mechanische Zeitkonstante des kritisch gedämpften Anzeigegerätes oder einer entsprechenden elektrischen Nachbildung in ms	160	160	100

- 1) Es wird empfohlen, zusätzlich auch die Impulsbandbreite anzugeben, damit der von der Bandbreite abhängige Spitzenwert der Spannung am ZF-Ausgang in einen von der Bandbreite unabhängigen Wert für die Dichte des Impulspektrums, z. B. in dB ($\mu\text{V/MHz}$), umgerechnet werden kann.
- 2) Der Übersteuerungsbereich der Stufen vor dem Meßgleichrichter muß auch vom Meßgleichrichter eingehalten werden. Diese Eigenschaft kann mit der Überprüfung der Bewertung nach Abschnitt 3.3.2 erfaßt werden.

← VERSCHIEDENE FILTERBAND-BREITEN

} UMSCHALTUNG DER AUSWERTE-EINHEIT



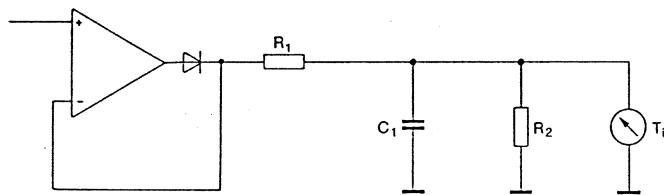
"SPRUNG" d. STÖRSPANNUNG BEI 150kHz DURCH
 UMSCHALTUNG DER FILTERBANDBREITE VON 200Hz AUF 9kHz
 → BREITBANDSTÖRER

AUSWERTE SCHALTUNGEN : • PEAK (Spitzenwertdetektor)

(DISKRIMINATOREN)

• QUASI-PEAK

(• AVERAGE (Mittelwertdetektor))

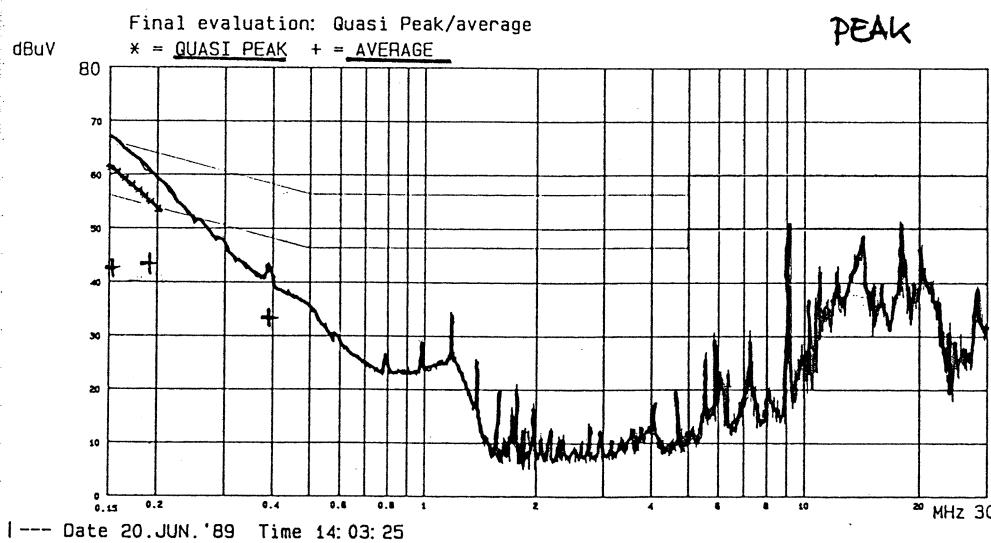


QP: LANGE MESSZEIT

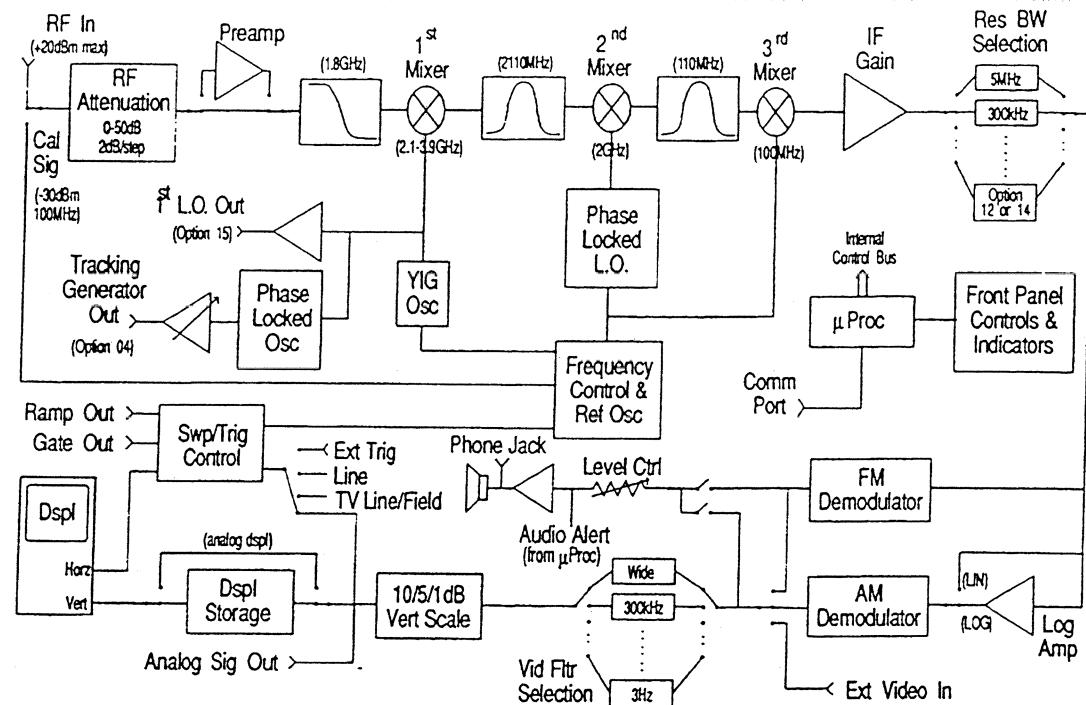
QP-WERTE < PEAK-W.

→ ZUERST PEAK-MESSUNG!

BILD 4 CISPR-Bewertungsschaltung. Im ESV-Frequenzbereich gilt:
 $T_L = (R_1//R_2) \cdot C_1 = 1 \text{ ms}$; $T_E = R_2 \cdot C_1 = 550 \text{ ms}$; $T_i = 100 \text{ ms}$.



SPEKTRUMANALYSATOREN



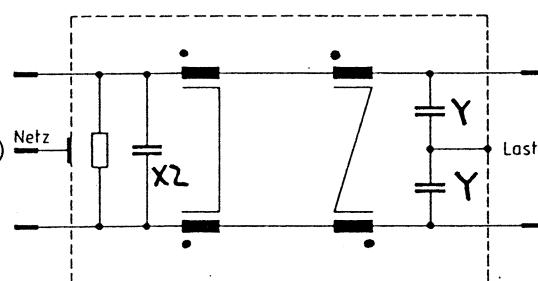
WEGEN FEHLENDER VORSELEKTION NICHT FÜR
ABNAHME - MESSUNGEN!

EMV-FILTER

Z.B. f. 6A-Nennstrom

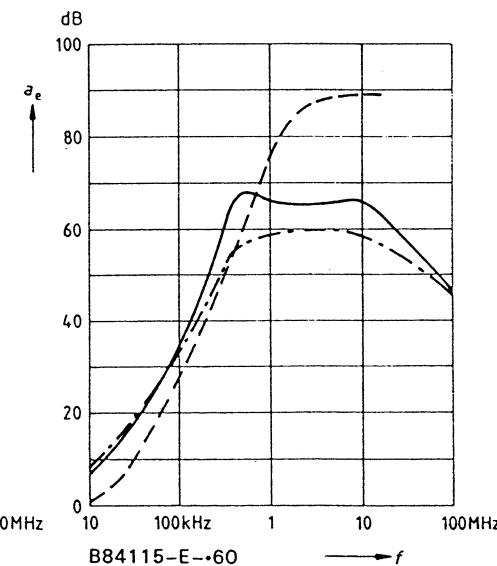
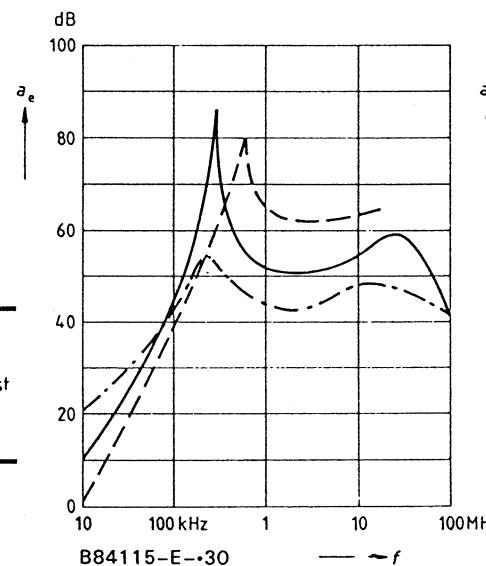
$0,47\mu F \times 2$, $2 \times 22\mu F Y$

$2 \times 100\mu H$ DM
 $2 \times 4,7\mu H$ CM

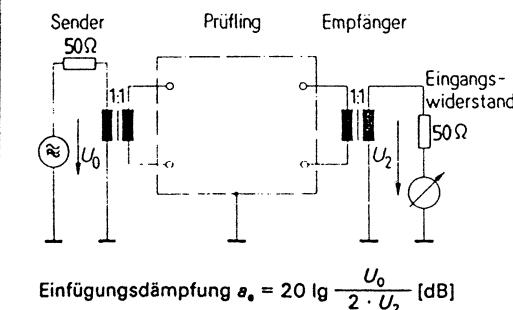


Einfügungsdämpfung (Richtwerte bei $Z = 50\Omega$)

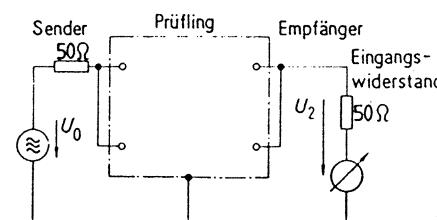
— unsymmetrische Messung, Abschluß des Nachbarzweiges
- - - asymmetrische Messung, beide Zweige parallel (common mode)
- - - symmetrische Messung (differential mode)



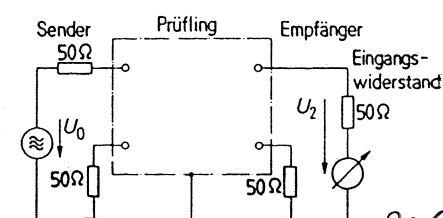
a) symmetrische Messung (differential mode)



b) asymmetrische Messung (common mode)
Zweige parallel geschaltet



c) unsymmetrische Messung mit
Nachbarzweiganschluß



MESSTECHNIK UND SENSORIK IN LEISTUNGS-ELEKTRONISCHEN SCHALTUNGEN UND SYSTEMEN

- STROMMESSUNG
 - SPANNUNGSMESSUNG
 - (• TEMPERATUR, DREHZAHL, ...)
- } ERFASSUNG DER ZEITSIGNALE
(+ KENNWERTE, z.B. RMS)
- ABER AUCH SPEKTREN !

LABORMESSUNGEN:

- STROM- / SPANNUNGSAUFGNEHMER
(TASTKÖPFE, WANDLER)
- (Speicher-) OSZILLOSKOP
+ AUSWERTUNG ($p = u \cdot i$, RMS)
- SPEKTRUM-ANALYSATOR
ev. (NF!)

- + Messung einfach u. genau
- Equipment teuer, meist (oft) nicht potentialgetrennt!

BETRIEBSSENSORIK:

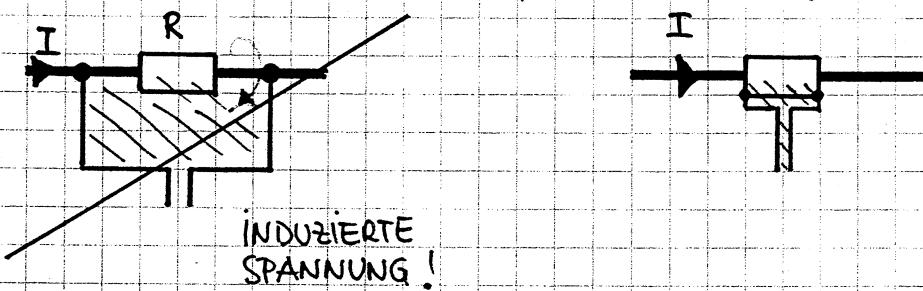
- STROM- / SPANNUNGSSENSOREN
 - AUSWERTUNG DURCH SIGNALVERARBEITENDE ELEKTRONIK
(Anologschaltungen bzw. µP od. DSP-System)
 - meist extrem kostensensitiv
 - oft Forderung nach Potentialtrennung!
 - meist keine extreme Genauigkeit gefordert!
(z.B. Strom in SNT
 $\sim 5\%$)
- meist "FILTERUNG"
durch das Auswertesystem
z.B. Unterdrückung des schaltfrequenten Rippels durch Mittelung über Pulsperiode ("dig. Filterung")

STROMERFASSUNG

- OHMSCHER WIDERSTAND (SHUNT)
- PASSIVER STROMWANDLER
- AKTIVER STROMWANDLER
- HALL-SENSOREN
- ROGOWSKI - SPULE

STROMMESSUNG ÜBER SHUNTS

- + Einfach, kostengünstig, gute HF-Eigenschaften (bei entspr. Aufbau)
 - Keine Potentialtrennung, Verlustleistung
- AUCH DC-KOMPONENTEN



ANFORDERUNGEN:

- MÖGL. INDUKTIONSMÄRGER WIDERSTAND
- ABGRIFF MÖGL. "FELDFREI"

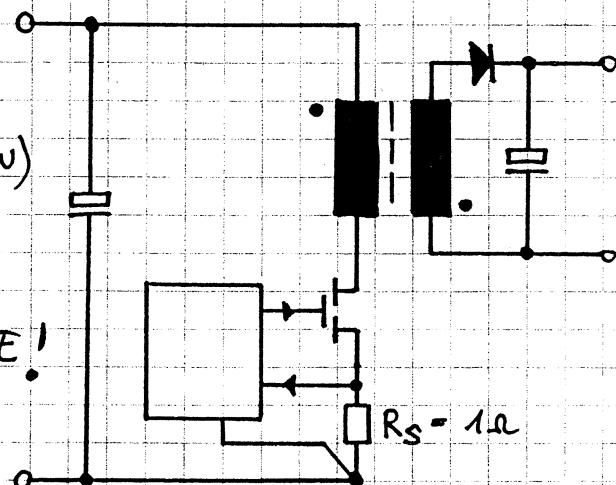
FÜR KLEINERE STRÖME:

z.B. bei SNT

METALLFILM-SCHICHTWIDERSTÄNDE (1/3W)

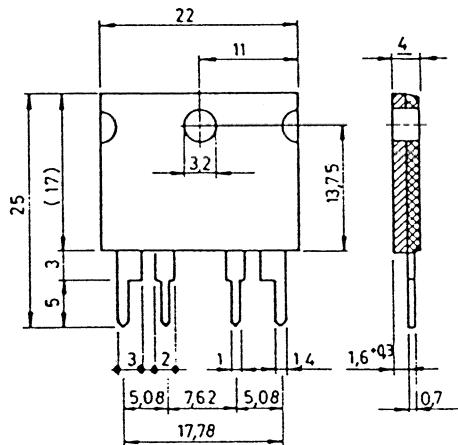
EV. II-SCHALTUNG

KEINE DRAHTWIDERSTÄNDE!

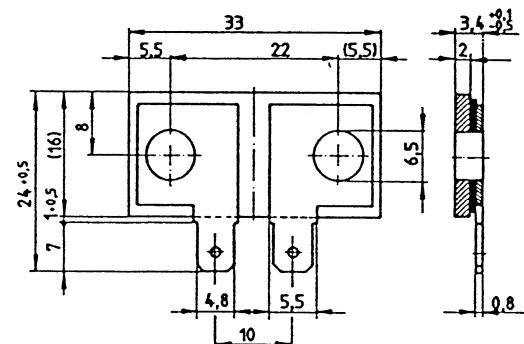
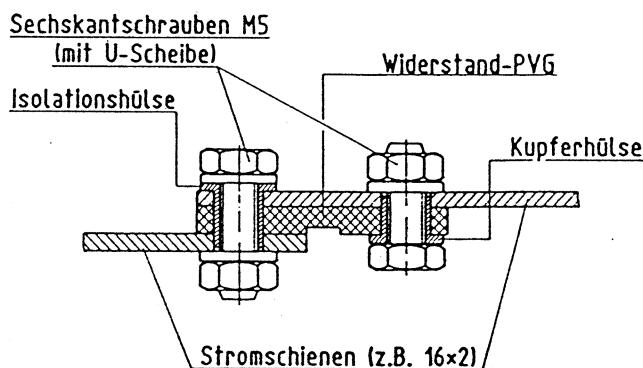


FÜR MITTLERE STRÖME

(bes. für Geräte) MANGANIN-Schichtwiderstände

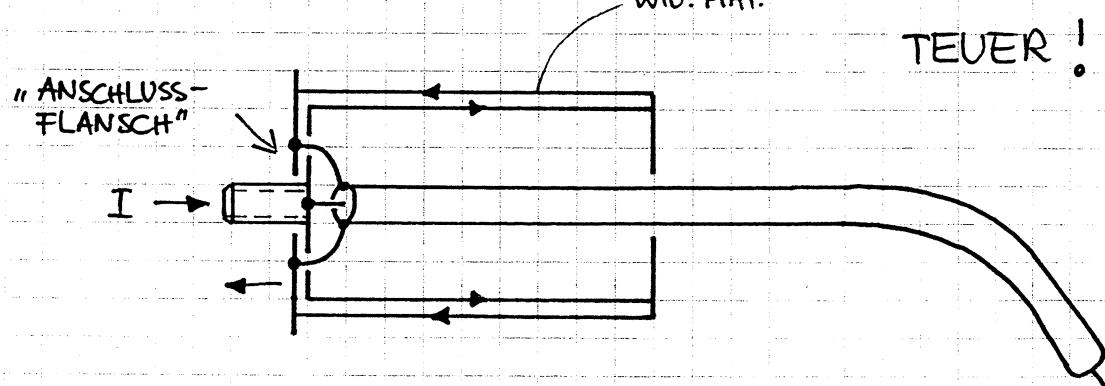


- Bis unter $1 \text{ m}\Omega$
- KELVIN-ANSCHLÜSSE
- Hohe Genauigkeit ($0,1\%$)
- u.U. nicht optimale HF-Eigenschaften (Mänder!)



Für höhere Ströme bzw. bei höheren Frequenzen (MHz):
KOAXIAL-SHUNTS bzw. BANDLEITUNG-SHUNTS

KOAXIAL-SHUNTS

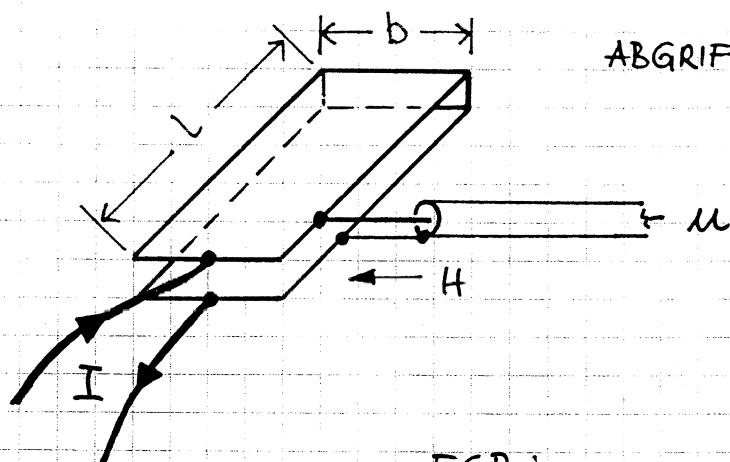


- NIEDRIGE INDUKTIVITÄT,
- ABGRIFF IM FELDFREIEN

Anw. meist nur für „wirkliche“ HF

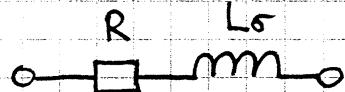
RAUM!

BANDLEITUNGS-SHUNT

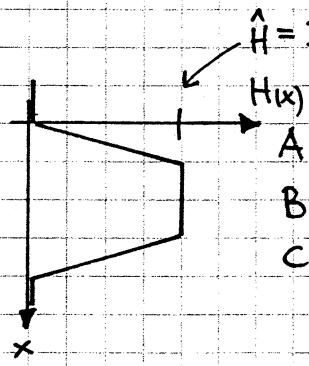
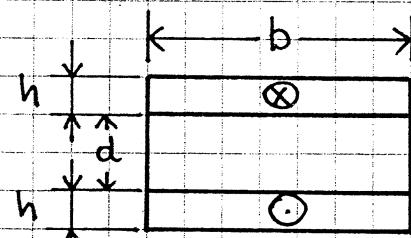


ABGRIFF IM FELDARMEN RAUM!

ESB:



BERECHNUNG VON R UND L₀:



$$W = \frac{B \cdot H}{2} = \frac{\mu}{2} \cdot H^2$$

A:

$$H(x) = \frac{I}{b \cdot h} \cdot x$$

$$W_A = \frac{\mu}{2} \cdot \frac{I^2}{b^2 h^2} \cdot x^2$$

$$W_A = \int_{V_A} W_A dV = b \cdot l \cdot \frac{\mu}{2} \cdot \frac{I^2}{b^2 h^2} \int_0^h x^2 dx = \frac{\mu}{2} \cdot I^2 \cdot \frac{l \cdot h}{3b}$$

B: $W_B = w_B \cdot V_B = \frac{\mu}{2} \cdot \frac{I^2}{b^2} \cdot d \cdot b \cdot l = \frac{\mu}{2} \cdot I^2 \cdot \frac{d \cdot l}{b}$

C: $W_C = W_A$

GESAMT: $W = W_A + W_B + W_C = \frac{\mu}{2} \cdot I^2 \cdot \frac{l}{b} \left(d + \frac{2}{3} h \right)$

$$W = \frac{1}{2} L_0 \cdot I^2$$

$$L_0 = \mu \cdot \frac{l}{b} \cdot \left(d + \frac{2}{3} h \right)$$

$$R: \quad A_{Cu} = h \cdot b$$

$$\underline{R = \frac{2 \cdot \frac{l}{x \cdot A_{Cu}}}{2 \cdot \frac{l}{h \cdot b}}} = \frac{2}{x} \cdot \frac{l}{h \cdot b}$$

KENNWERTE JE QUADRAT: ($l = b$)

$$\underline{\underline{R_{\square} = \frac{2 \cdot b}{2 \cdot h \cdot x} = \frac{2}{x \cdot h}}}$$

z.B. doppelkaschierte 1,6mm-Printplatte mit $2 \times 70\mu m$ Cu ein Ende verlötet!

$$\underline{\underline{R_{\square} = \frac{2}{57 \cdot 10^6 (\Omega m)^{-1} \cdot 70 \cdot 10^{-6} m} \approx \frac{0,5 m\Omega / \square}{1 m\Omega / \square} @ 25^\circ C}}$$

$\sim 1 m\Omega / \square$ für $35\mu m$ Cu
(Hin- u. Rückleitung!)

$$\underline{\underline{L_{g\square} = \mu \cdot \left(d + \frac{2}{3} \cdot h\right) = 4\pi \cdot 10^7 \frac{Vs}{Am} \cdot \left(1,6 \cdot 10^{-3} m + \frac{2}{3} \cdot 70 \cdot 10^{-6} m\right)}}$$

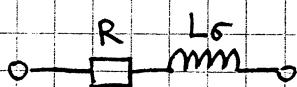
$$\underline{\underline{L_{g\square} = 2 \text{nH} / \square \quad \text{für } 70\mu m \text{ od. } 35\mu m \text{ Platte!}}}$$

z.B. $5m\Omega$ -SHUNT: $5 \square$ $35\mu m$ Cu-Epoxy-Platte

Größe nach Verlustleistung: z.B. $10 \times 50 mm$

GRENZFREQUENZ:

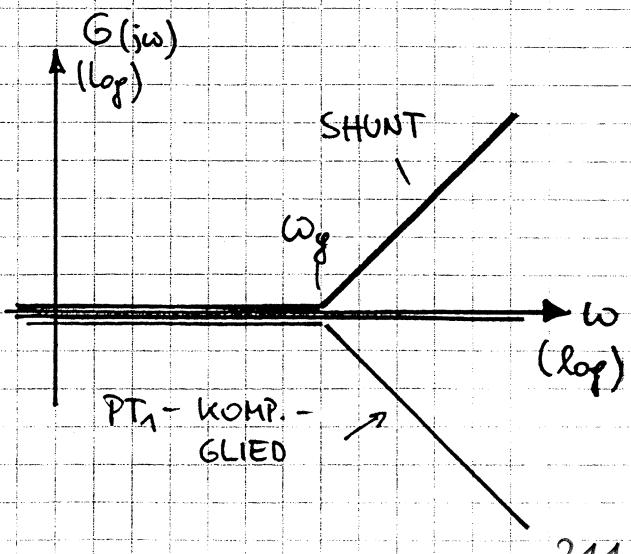
$$DT_1 \text{ mit } \omega_g = \frac{1}{T} = \frac{R}{L_g}$$



$$f_g = \frac{R_{\square}}{2\pi \cdot L_{g\square}} = \frac{0,5 m\Omega}{2\pi \cdot 2 \text{nH}} \approx 40 \text{ kHz}$$

$$T = L_{g\square} / R_{\square} = 2 \text{nH} / 0,5 m\Omega = 4 \mu s!$$

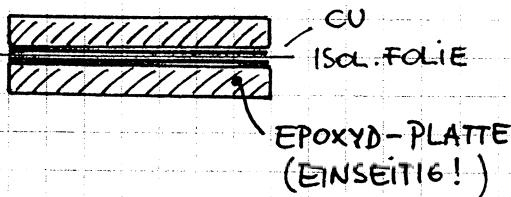
KOMPENSATION DURCH
 PT_1 -TIEFPASS IN AUSWERTUNG



ERHÖHUNG DER GRENZFREQUENZ:

$L_6 \downarrow$ durch $d \rightarrow 0$

SCHWIERIG HERZUSTELLEN!



$$d \approx 10 \mu\text{m} \quad h = 35 \mu\text{m}$$

$$L_{6\square} = \mu_0 \cdot \left(d + \frac{2}{3}h\right) = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 33 \mu\text{m} = 42 \text{ pT}$$

!

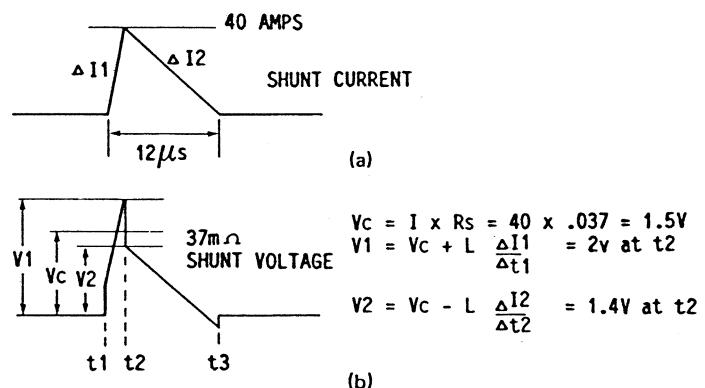
$$T = L_{6\square} / R_D = 42 \text{ pT} / 1 \text{ m}\Omega = 42 \text{ ns} \quad f_g = \frac{1}{T \cdot 2\pi} = \frac{1}{42 \text{ ns} \cdot 2\pi} = 3,8 \text{ MHz}$$

mit Komp. bis $\sim 20 \text{ MHz}$ verwendbar!

EFFEKT VON L_6

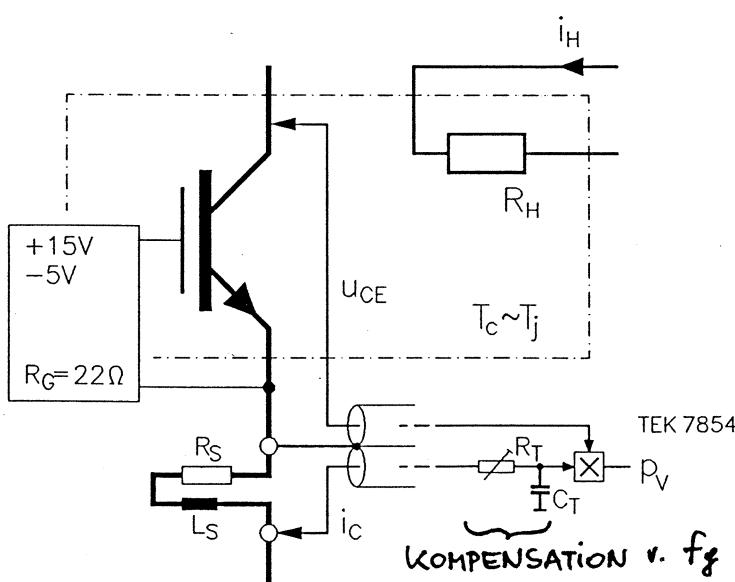
bei eingepr.

Dreieckstrom:

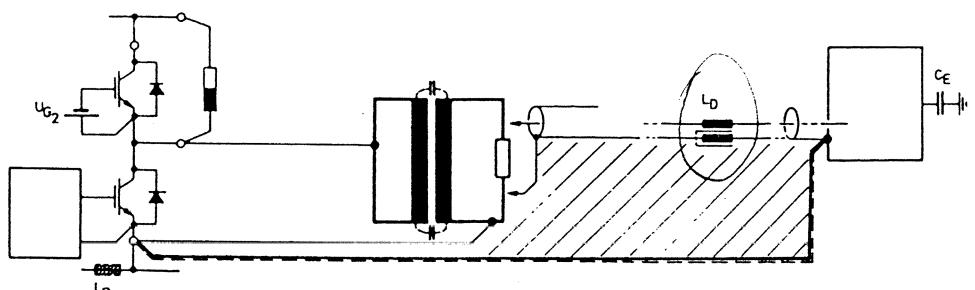


BSP:

Anwendung eines
Bandleitungs-Shunts
zur Messung der
Schaltverluste
eines IGBT

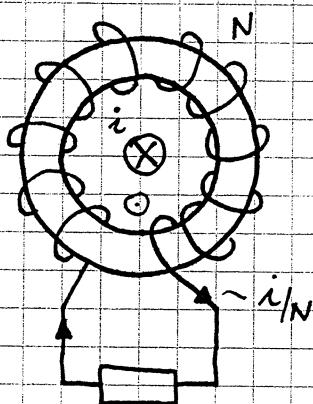


VERMEIDUNG VON SPANNUNGSABFÄLLEN AUF MASSELEITUNGEN

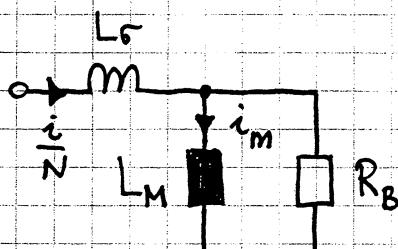


MASSE-AUSGLEICHSLEITUNG u. VERDROSSLUNG D. MESSLEITUNGEN
Aufnahme d. Ladeströme von C_E

PASSIVE STROMWANDLER (CURRENT-TRANSFORMERS)



ESB:



- L_p nicht vorrangig da Strom eingeprägt
- hochpermeabler Kern: $L_M \rightarrow \infty$
 \hookrightarrow z.B. T38 Ferrit $i_m \rightarrow 0$

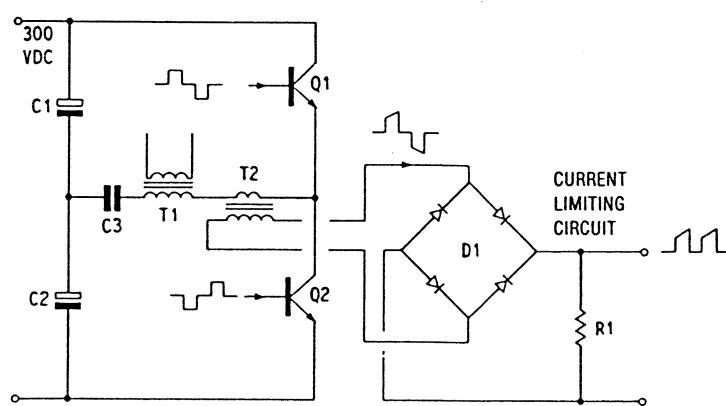
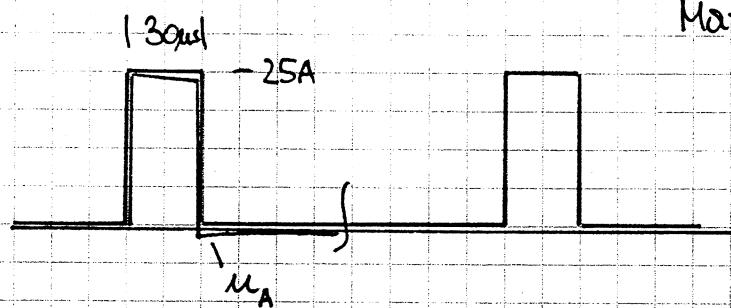


FIG. 3.14.3 A full-wave current transformer used in push-pull and half-bridge circuits.

BSPL: ANWENDUNG EINES
PASSIVEN CTs ZUR
MESSUNG DES PRIMÄR-
STROMES EINES SNTs
(HALBBRÜCKENWANDER-
TOPOLOGIE)

BSPL: Stromwandler mit $N_p = 1$ $N_s = 25$ ($\hat{u} = 25$)

soll 25A / 30μs Strompulse mit 10mV/A abbilden



Material: T38 $B_{SAT} \approx 400\text{mT}$

$\hat{B}_{max.} 10\% B_{SAT}$

$\hat{B} \approx 40\text{mT}$

$$25\text{A} \rightarrow 250\text{mV}$$

$$R_B = \frac{250\text{mV}}{I_p/\hat{u}} = 0,25\Omega$$

KERNQUERSCHNITT:

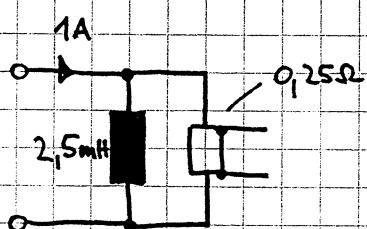
$$\mu = N \cdot A \cdot \frac{dB}{dt} \rightarrow A = \frac{U \cdot \Delta T}{N \cdot \Delta B} = \frac{0,25\text{V} \cdot 30\mu\text{s}}{25 \cdot 0,04\text{T}} = 7,5\text{mm}^2$$

$$R10/T38: A = 7,8\text{ mm}^2 \quad A_e = 4\mu\text{H}/\text{Wdg}^2$$

$$L_H = N_s^2 \cdot A_e = 25^2 \cdot 4\mu\text{H} = 2,5\text{mH}$$

Probe Magnetisierungsstrom:

$$\mu = L \cdot \frac{di_m}{dt} \quad i_m = \frac{U \cdot \Delta T}{L} = \frac{0,25\text{V} \cdot 30\mu\text{s}}{2,5\text{mH}} = 3\text{mA} \approx 3\%$$

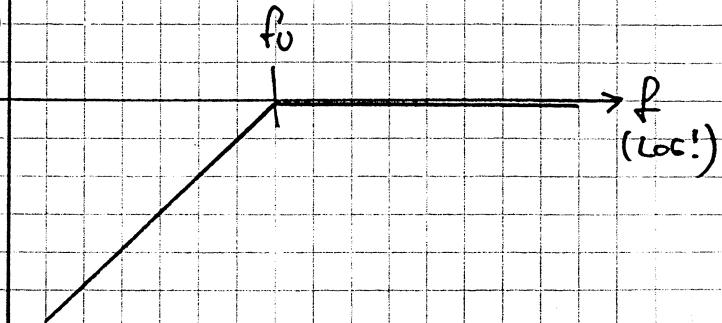


$$T = L_H/R_B = 2,5\text{mH}/0,25\Omega = 10\text{ms}$$

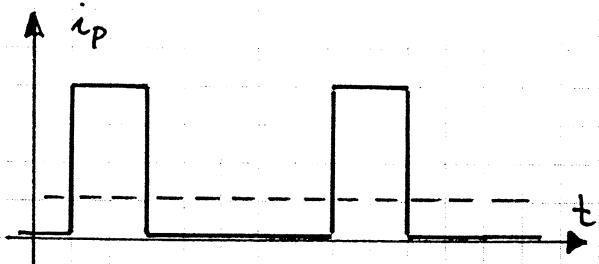
$$f_0 = \frac{1}{2\pi T} = \frac{1}{2\pi \cdot 10\text{ms}} = 16\text{Hz}$$

HOCHPASS!

$G(i\omega) \propto$
(Loc!)



BEI GLEICHANTEILEN IM MESS-STROM:

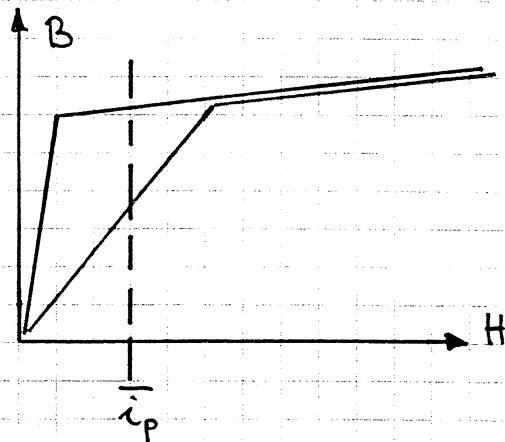
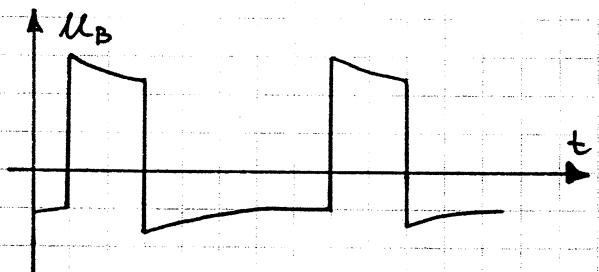


- NIEDERPERMEABLERES MATERIAL

DAMIT i_p KERN NICHT
SÄTTIGT

(ALTERNATIVE: PULVERKERNE

OD. LUFTSPALT!)



NACHTEIL: WÄNDLER FUNKTIONIERT

ABER HOHER MAGNETISIERUNGS-
STROM, • DC ANTEIL +

→ ZUR MESSUNG VON UNIDIREKTIONALEN

STROMPULSEN GIBT ES BESSERES VERFAHREN (NÄCHSTE S.)

PASSIVER STROMWANDLER („STROMZANGE“) FÜR

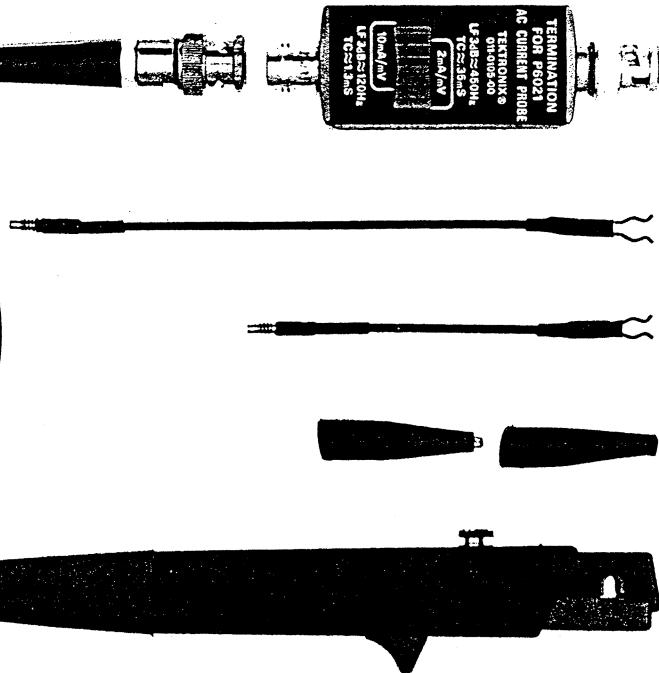
CW: 15A_{pp} 300Hz - 5MHz

LABORMESSUNGEN

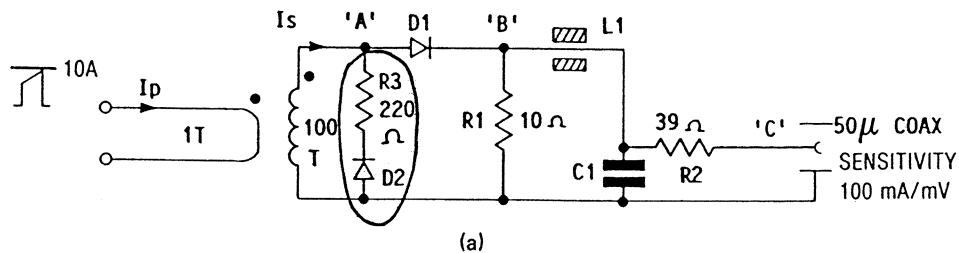
250A_{pk} < 500A_{ms} od. 5A_{rms}

DC max.

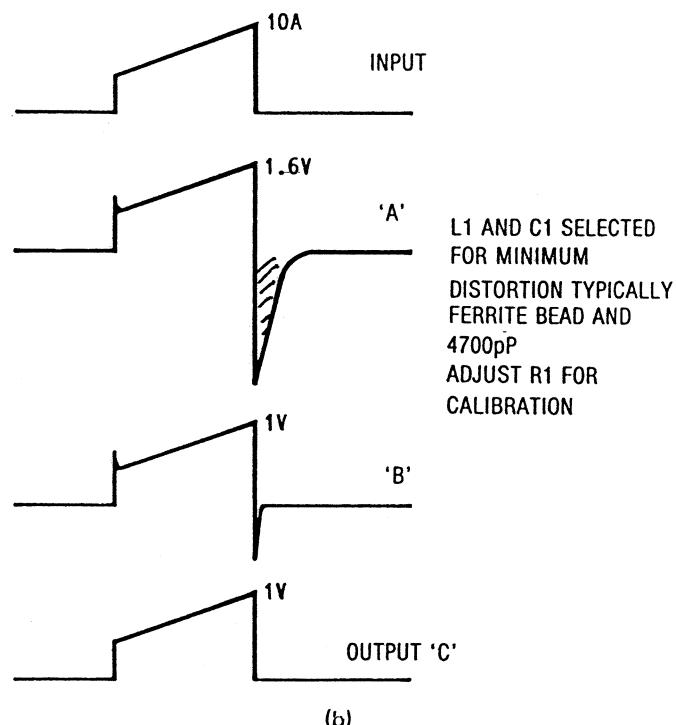
0,5A!



MESSUNG VON UNIDIREKTIONALEN STROMPULSEN MIT PASSIVEN STROMWANDLERN



(a)



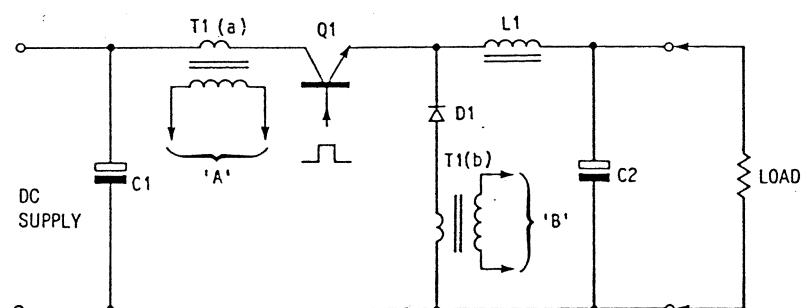
(b)

FIG. 3.15.1 (a) Low-cost oscilloscope current probe for high-frequency unidirectional current measurement. (b) Input current waveforms and output voltage analogues of oscilloscope current probes: Top, primary input current; A, voltage waveform, secondary; B, voltage waveform after rectification; C, voltage waveform after shaping.

ENTMAGNETISIERUNG ÜBER D2 U. R3 !

ANWENDUNG:

z.B. ZUR MESSUNG
VON VENTILSTRÖMEN



MESSUNG VON MISCHSTRÖMEN (DC-ANTEIL)

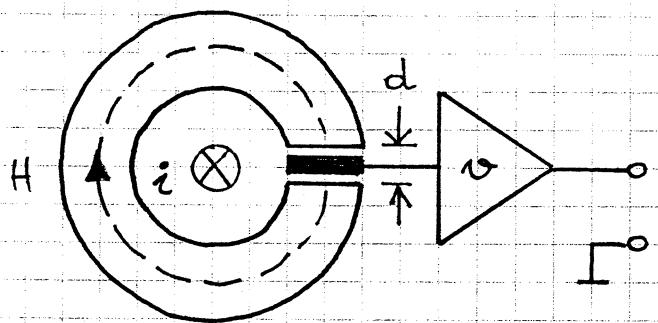
PASSIVER STROMWANDLER:

Durchflutungskompensation $N_p \cdot I_p - N_s \cdot I_s = \Theta^{\star} I_m$

→ geringe Kernaussteuerung → hohe Linearität!

DURCHFLUTUNGSÄUSGLEICH NICHT FÜR DC-ANTEILE!

MESSUNG VON DC-STRÖMEN MIT HALL-ELEMENTEN



$$H \cdot d = I$$

"STROMSENSOR"®
VAC

$$\mu = 10 \cdot k_H \cdot B = 10 \cdot k_H \cdot \mu_0 \cdot \frac{1}{d} \cdot i$$

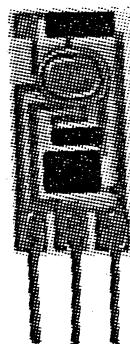
- KEIN KOMPENSATIONSVERFAHREN

- Kerndurchflutung,
schlechte Linearität

- Temperaturdrift
- Frequenzgang

+ KOSTENGÜNSTIG

+ GERINGER STROMVERBRAUCH



HONEYWELL

SS9:

$$k_H = 50 \text{ mV/mT}$$

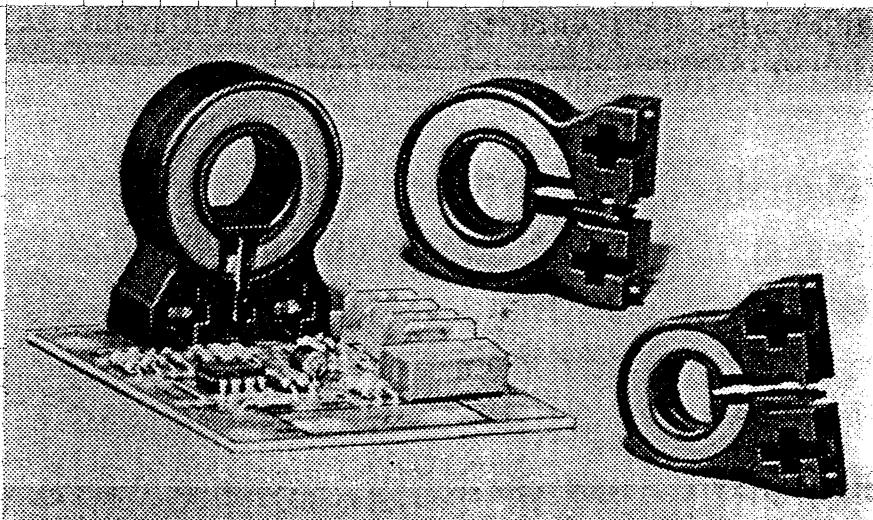
BEREICH: $\pm 40 \text{ mT}$

GIBT ES VERFAHREN

WELCHES VT DES

STROMSENSORS (DC!)

MIT VT DES PASSIVEN STROMWANDLERS KOMBINIERT?

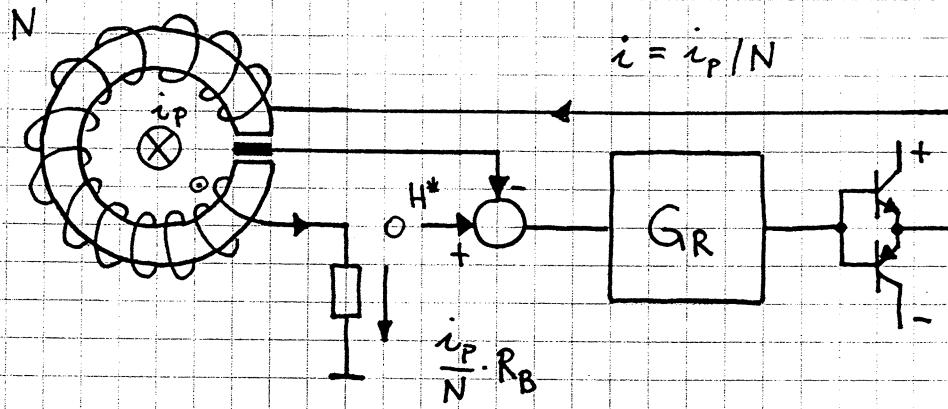


AKTIVE STROMWANDLER (STROMWANDLER MIT AKTIVER KOMPENSATION - „TRANSFOSHUNT®“)

LEM

PRINZIPI: Hall-Element als θ -Indikator

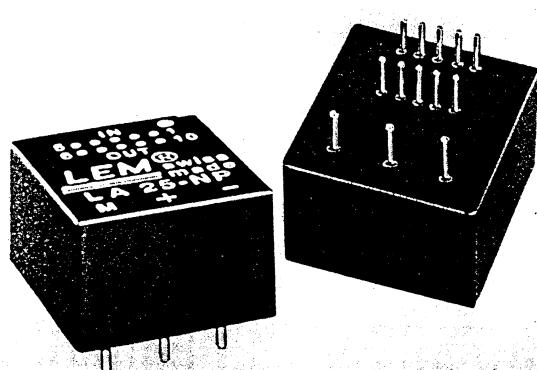
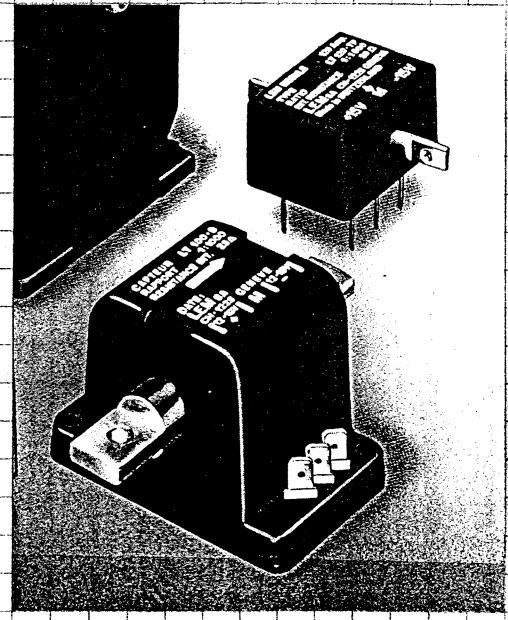
Durchflutungsgleichgewicht damit auch für Gleichstromanteile!



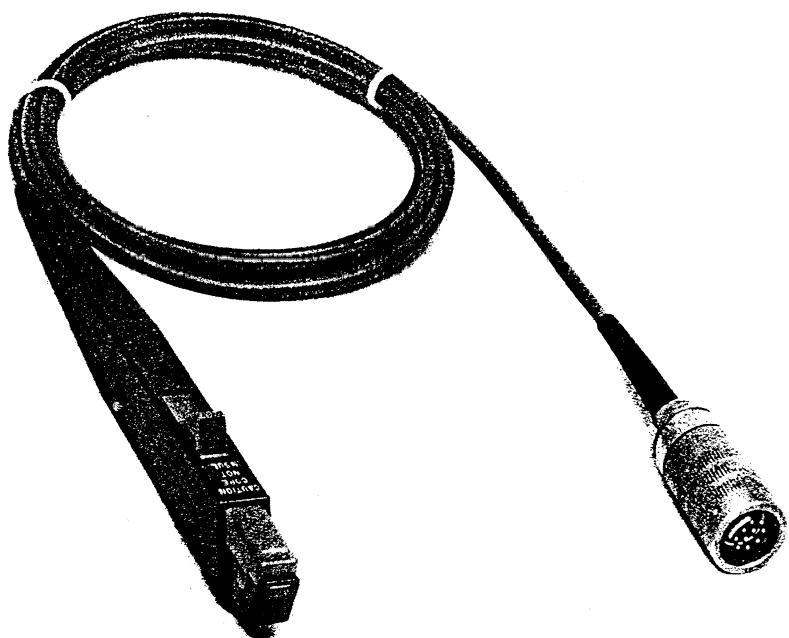
- + gute Linearität
- + guter Frequenzgang (bis zu 300kHz / 50MHz)

System wirkt für hohe Frequenzen wie passiver Stromwandler (Hall-Element bestimmt NICHT die Grenzfrequenz!)

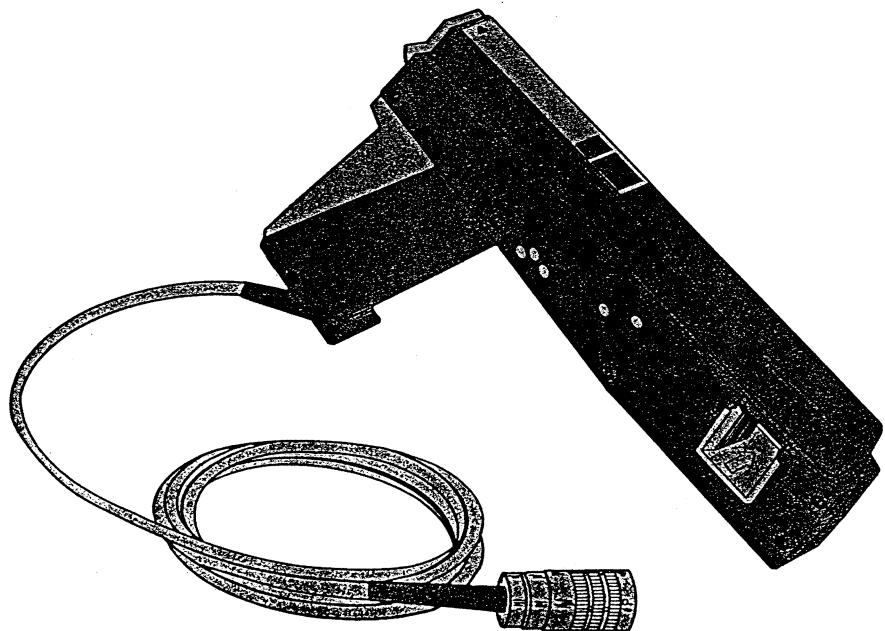
- benötigt bipolare Versorgung
- Hilfsenergie ($i_p / 1000$)
- aufwendig (teuer)



FÜR LABORMESSUNGEN: AKTIVE STROMZANGEN



TEKTRONIX A6302: DC - 50 MHz, 20A / 50A
DC PULS



TEKTRONIX A6303: DC - 15 MHz, 100A / 500A

AUSWERTEVERSTÄRKER AM503 (f. beide Zangen)

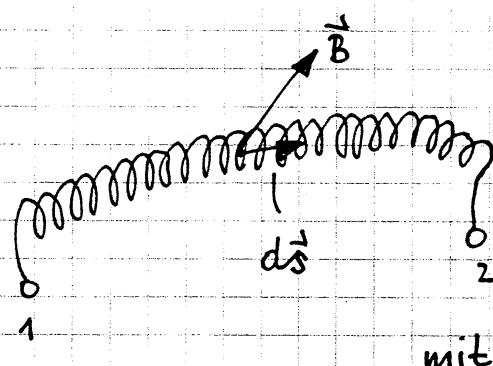
ACHTUNG AUF SIGNAL-LAUFZEIT ($\sim 30 - 40 \mu\text{s}$!)

STROMMESSUNG MIT ROGOWSKI- SPULE

- NUR F. AC-ANTEIL (bzw. STROMPULSE)
- FÜR LABORMESSUNGEN

PRINZIP: FLEXIBLE ZYLINDERSPULE MIT w' WINDUNGEN

JE LÄNGENEINHEIT: (QUERSCHNITT A)

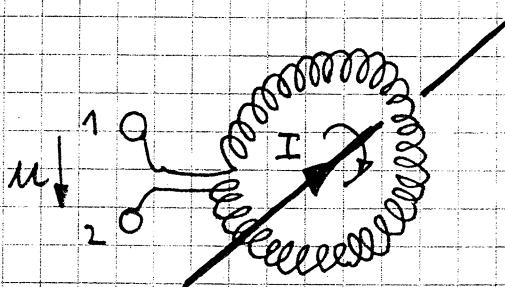


$$d\psi = w' \cdot A \cdot \vec{B} \cdot d\vec{s}$$

$$\psi = \int_1^2 d\psi = w' \cdot A \int_1^2 \vec{B} \cdot d\vec{s}$$

$$\text{mit } \vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$$

ÜBERGANG ZUR GESCHLOSSENEN
SCHLEIFE ($1=2$):



$$\psi = w' \cdot A \cdot \mu \cdot \oint \vec{H} \cdot d\vec{s} = w' \cdot A \cdot \mu \cdot I$$

$$L = \frac{d\psi}{dt} = w' \cdot A \cdot \mu \cdot \frac{dI}{dt} = L \cdot \frac{dI}{dt}$$

L ist nur bestimmt durch w' und A (NICHT DAVON WIE
DIE SPULE DEN LEITER UMSCHLIESST!)

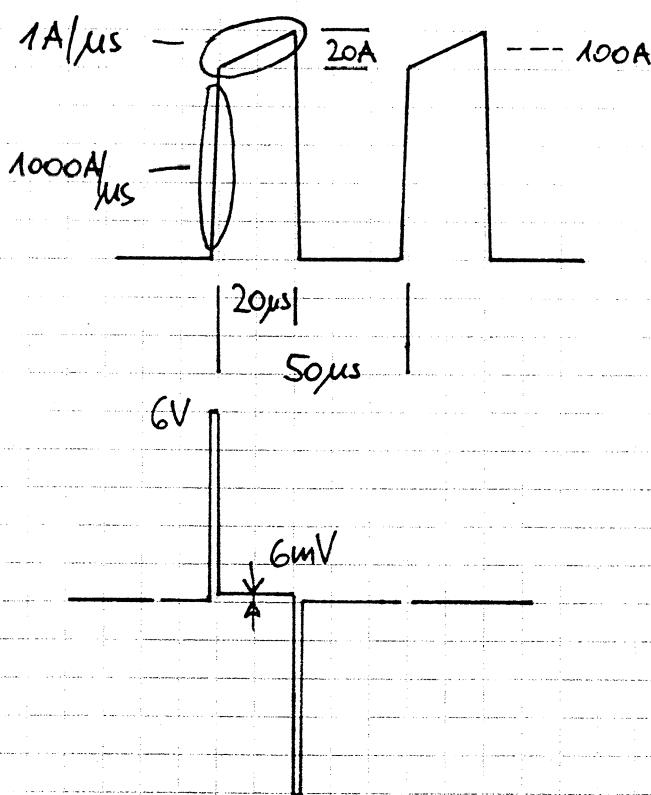
AUSWERTUNG: BESTIMMUNG DES AC-ANTEILS VON I DURCH
INTEGRATION VON μ

$$i_n = \frac{1}{L} \int \mu dt$$

$$L \text{ typ. } 60\text{nH} \rightarrow u = 6V \Rightarrow 1000\text{A}/\mu\text{s}$$

$$u = 6\text{mV} \Rightarrow 1 \text{ A}/\mu\text{s}$$

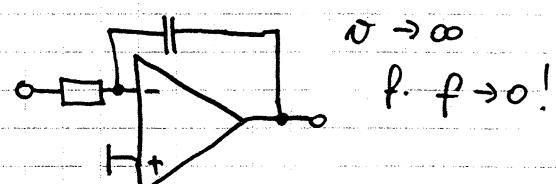
Z.B.: 100A / 20kHz - PULSSTROM:



PROBLEM: Auswerteschaltung

(elektron. Integrator)

muß Signale mit hoher Dynamik und Frequenz rausch- u. driftarm verarbeiten können!



$G(i_0) \uparrow (\log!)$ ← G_0 d. OP's

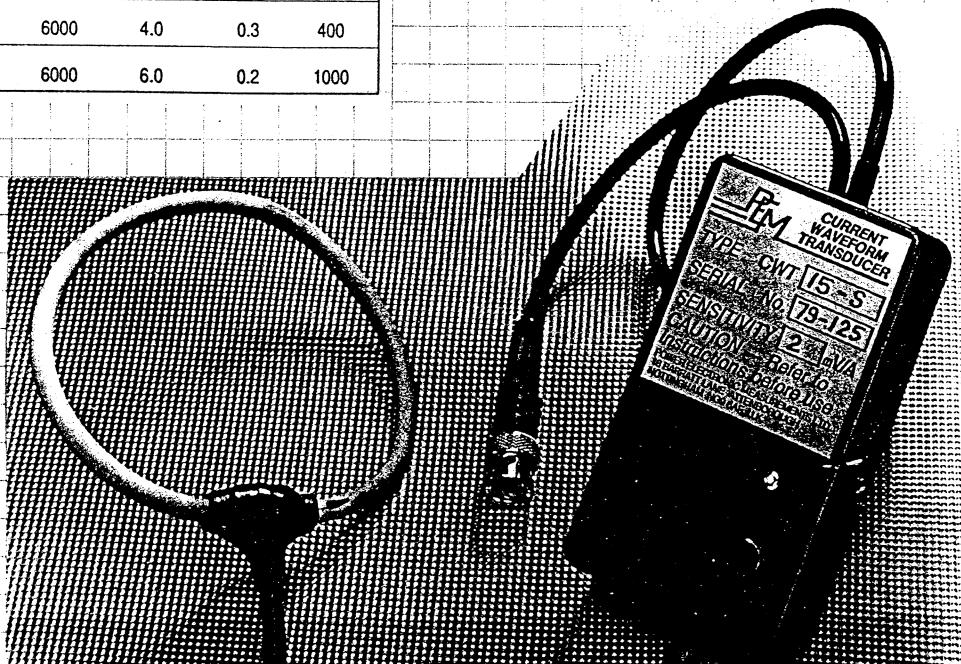
Rogowski Transducer Characteristics.						
Type	Sensitivity (mV/A)	Peak Current (kA)	dI/dt (max) (A/ μ sec)	Noise (max) (A pk-pk)	Low Freq. 3dB BW (Hz)	Drift (typ) ($\text{mA}^{\circ}\text{C}$)
CWT1X	20.0	0.3	3000	0.05	22.0	1.2
CWT1	20.0	0.3	2000	0.5	1.0	30
CWT3	10.0	0.6	3000	1.0	1.0	100
CWT15	2.0	3.0	6000	2.0	0.7	100
CWT30	1.0	6.0	6000	3.0	0.5	200
CWT60	0.5	12.0	6000	4.0	0.3	400
CWT150	0.2	30.0	6000	6.0	0.2	1000

SPULE

KANN GEÖFFNET

WERDEN!

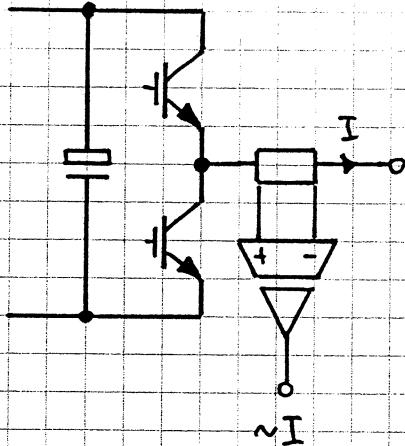
(ZWEILAGIG!)



POTENTIALTRENNUNG VON STROM- / SPANNUNGSSIGNALEN

DURCH ISOLATIONSVERSTÄRKER

Z.B. STROMERFASSUNG VON PULSUMRICHTERSYSTEMEN



POTENTIALTRENNUNG:

- OPTISCH
- KAPAZITIV
- MAGNETISCHE

VERFAHREN:

- LINEAR

PULSBREITENMOD.

- DIGITAL

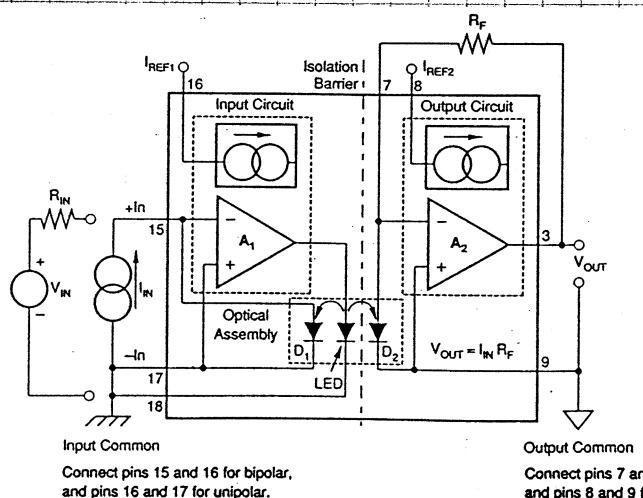
FREQUENZMOD.

ΣΔ - MODULATOR

TRENNVERSTÄRKER MIT

OPTOKOPPLER IM LINEARBETRIEB:

Z.B. ISO 100 v. BURR-BROWN



$$f_g \sim 60 \text{ kHz}$$

GENAUIGKEIT $\sim 1\%$

NICHT AUF du/dt - SPEZIFIZIERT

NICHT MONOLITHISCH!

(2 CHIPS!) HYBRID!

"DIGITALE" TRENNVERSTÄRKER

z.B. ISO 130 MIT OPTISCHER

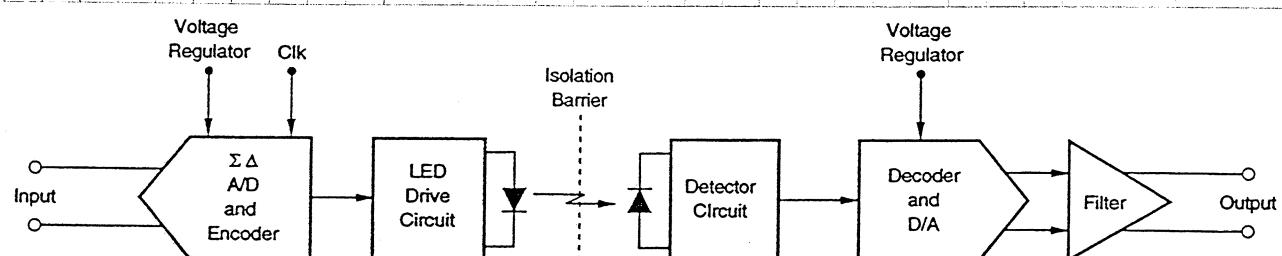
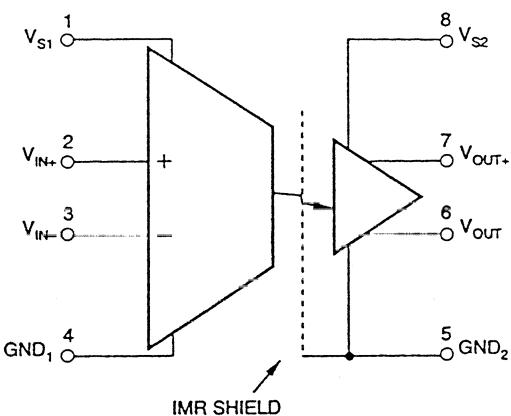
TRENNUNG. (auch HCPL-7800 v.HP)

SPEZ. AUF $\frac{dU}{dt} > 10 \text{ kV}/\mu\text{s}$!

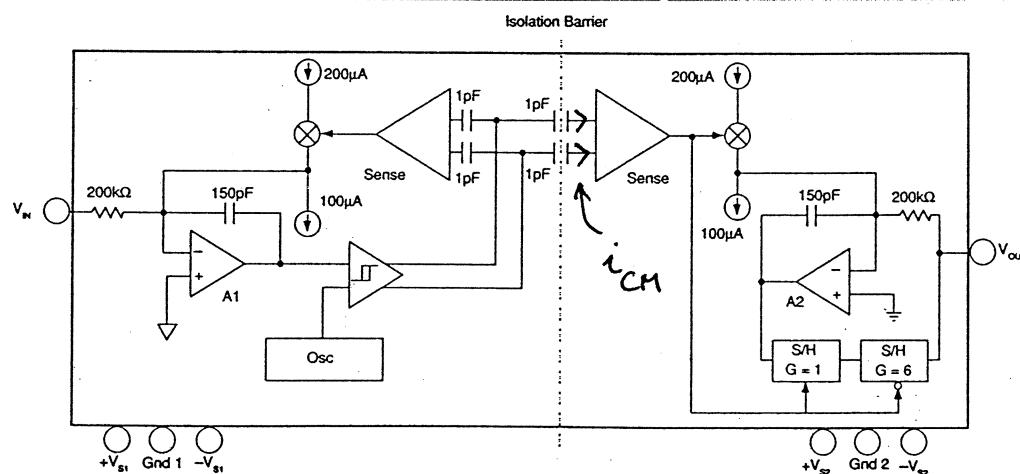
$$f_p = 85 \text{ kHz}$$

LINEARITÄT BESSER 0,25%

8-pol. DIP-GEHÄUSE !



z.B. ISO 122 MIT KAPAZITIVER TRENNUNG



$$f_p = 50 \text{ kHz} (2 \text{ V}/\mu\text{s})$$

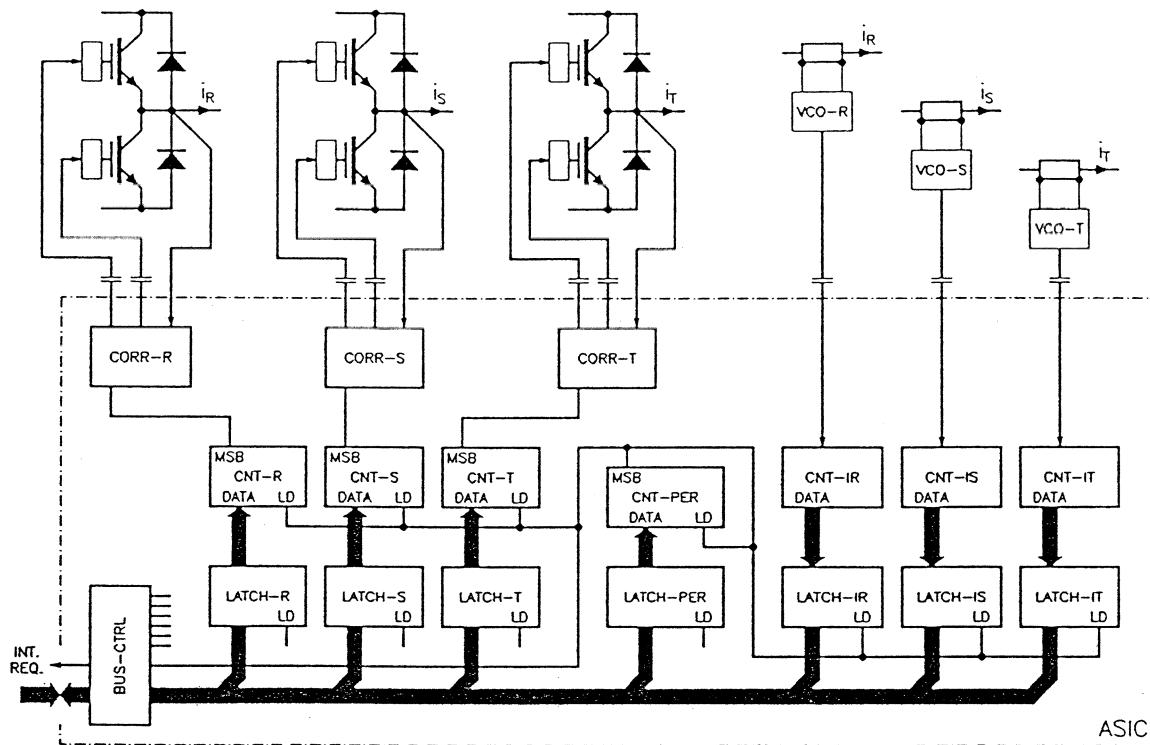
LINEARITÄT BESSER 0,02%

$$\frac{dU}{dt} \text{ max. } 1 \text{ kV}/\mu\text{s}$$

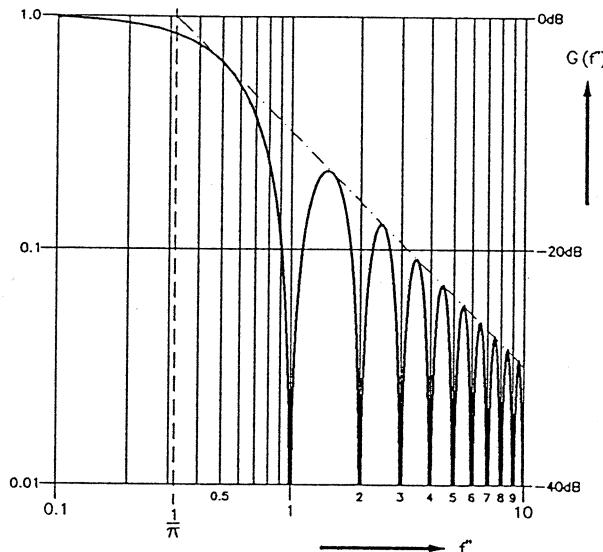
$$i_{CM} = C_K \cdot \frac{dU_{CM}}{dt}$$

$$= 1 \text{ pF} \cdot \frac{1 \text{ kV}}{1 \mu\text{s}} = 1 \text{ mA}$$

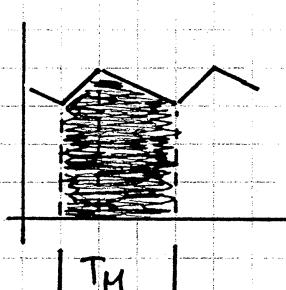
DIGITALE STROMMESSUNG IN PULSUMRICHTERN



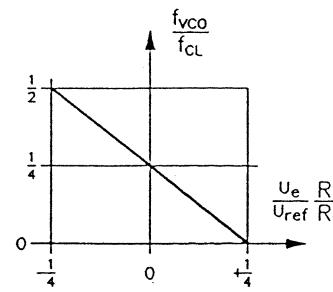
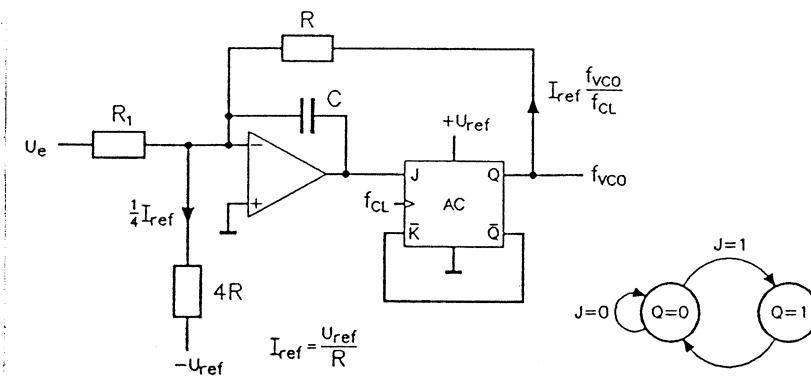
KOMBINATION VON PWM-GENERATOR
UND STROMMESSUNG:



"DA-WANDLER" = ZÄHLER
→ INTEGRIERENDE STROMMESSUNG



f. $T_M = T_p$: AUSMITTELUNG
DES RIPPELS!



SCHNELLER VCO NOTW.! (z.B. $f_s = 20\text{kHz}$, 10bit $\rightarrow f_{\omega} = 20\text{MHz}!$)

GRUNDPROBLEMATIK: ENORMER BEREICH DER ZEITKONSTANTEN
EINES SYSTEMES

z.B. bei aktivem Gtr.: MOSFET: 10ms

1: 10^9 !

PULSPERIOD: 10μs

REGELUNG (NETZPERIOD): 10ms

HOCHLAUF, ERWÄRMUNG: 10s

- hohe Anforderung an Numerik (• Datenmenge!)

(5V-Steuersignale,
500V-Leistungssignale!)

WAS SOLL SIMULIERT WERDEN?

- REALES SYSTEM
- IDEALISIERTES SYSTEM („ideale Schalter“)

SIMULATIONSWERKZEUGE

• NETZWERKSIMULATOREN:

- PSPICE
 - SABER
- } keine „idealen“ Schalter!

• DIFFERENTIALGLEICHUNGSSIMULATOREN

- ACSL
- SELBST PROGR. (TURBO-PASCAL)

$$U = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

• SPEZIALSIMULATOREN

- SIMPLORER (IDAS)

• STANDARD SOFTWARE (f. Regelungen, Üb. fkd., Filter)

- MATLAB, MAPLE, MATHCAD, ...