

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 55 (1964)
Heft: 25

Artikel: Transistoren für die Horizontalablenkung in Fernsehgeräten
Autor: Hirschmann, W.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-916795>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 01.04.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

BULLETIN

DES SCHWEIZERISCHEN ELEKTROTECHNISCHEN VEREINS

Gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins (SEV)
und des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)

Transistoren für die Horizontalablenkung in Fernsehgeräten

Von W. Hirschmann, München

621.382.3 : 621.397.3

Es sind die wesentlichen Verhältnisse bei der Zeilenablenkung in Fernsehgeräten mit Transistoren für übliche Bildröhren aufgezeigt. Die Verluste in der Ablenkspule, im Rücklaufkondensator sowie im Zeilentransistor werden ermittelt und Folgerungen bezüglich der Daten von Zeilentransistoren abgeleitet. Je nach Anwendungsfall ergeben sich unterschiedliche Anforderungen an den Transistortyp für die Horizontal-Ablenkstufe, abhängig von der Höhe der Versorgungsspannung (z. B. 12 oder 24 V) und von der erforderlichen Leistungszahl (z. B. 1000 oder 2500 VA), die von der Bildröhre und von der Dimensionierung der Ablenkspule bestimmt wird.

On expose les conditions de montage pour la déviation horizontale dans des appareils de télévision à transistors avec cathodes usuels. Les pertes dans la bobine déviatrice, dans le condensateur de retour de lignes, ainsi que dans le transistor lignes, sont déterminées et des conclusions en sont tirées en ce qui concerne les caractéristiques de transistors pour étage de déviation horizontale. Les exigences posées à ces transistors diffèrent selon le genre d'application, car elles dépendent de la tension d'alimentation (12 ou 24 V, par exemple) et de la puissance nécessaire (1000 ou 2500 VA, par exemple), qui sont dictées par le cathoscope et par le dimensionnement de la bobine déviatrice.

1. Ablenkempfindlichkeit der Bildröhre

Bei der Horizontalablenkung sind die Zeiten für die Zeile $t_Z = 52 \mu\text{s}$ und den Rücklauf $t_R = 12 \mu\text{s}$ festgelegt. Die Zeilenfrequenz resultiert daraus mit

$$f = \frac{1}{t} = \frac{1}{t_Z + t_R} = 15\,625 \text{ Hz}$$

Die Ablenkempfindlichkeit einer Bildröhre ist durch die Ablenkfeldstärke in AW für 1 cm Bildhöhe bzw. Bildbreite bestimmt. Diese Grösse ist abhängig vom Röhren-Typ und damit u. a. von den Anoden- und den Hilfsspannungen, dem Halsdurchmesser. Die für die Bildröhren erforderlichen AW zur vollen Auslenkung ergeben bei den bekannten Jochkonstruktionen bestimmte Induktivitäten, wenn der Jochstrom i_{ss} in seinem Wert bekannt ist.

Bei den gegebenen Hin- und Rücklaufzeiten $t_Z = 52 \mu\text{s}$, $t_R = 12 \mu\text{s}$ ergibt sich eine bestimmte Rücklaufspannung an der Jochinduktivität, die in einem festen Verhältnis zur Spannung u_Z (Spannung über L_j während des normalen Zeilenablaufes $u_Z \approx U_{Batt.}$) steht. Die Spitze-Spitze-Spannung u_{ss} an der Jochinduktivität berechnet sich nach der Formel:

$$\begin{aligned} u_{ss} &= u_Z + \frac{\pi}{2} u_Z \frac{t_Z}{t_R} = u_Z + u_Z' = \\ &= u_Z \left(1 + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{t_Z}{t_R} \right) = u_Z \left(1 + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{52}{12} \right) = 7,8 u_Z \end{aligned}$$

Für die Hochspannungsgewinnung mit 3. Oberwellenabstimmung ist $u_{ss} \approx 6,5 u_Z$.

Bei einer bestimmten Jochinduktivität (Jochwindungszahl) und einem bestimmten Spitzenstrom durch diese, lässt sich das Produkt

$$N_{ss} = i_{ss} u_{ss}$$

bilden, welches bei den gegebenen Tast- und Frequenzverhältnissen ebenfalls ein Mass für die Ablenk-Scheinleistung darstellt.

2. Erforderliche Daten für die Dimensionierung von Zeilenablenk-Endstufen

Für die Berechnung von Zeilenendstufen müssen folgende Grössen bekannt sein:

- Batteriespannung
- Zeilenfrequenz $f = \frac{1}{t}$
- Teilzeiten $t_Z + t_R = t$
- Ablenkempfindlichkeit der Bildröhre in AW/cm oder die sog. Leistungszahl N_{ss} in VA.
- Grössen der Hoch- und Nebenspannungen der Bildröhre.

3. Spannungen und Ströme im Ablenkjoch und Transistor (Fig. 1)

Das Signal am Kollektor des Zeilentransistors muss die bekannte Form, wie in Fig. 2a gezeigt, haben. Der Verlauf des Jochstromes i_L ist aus Fig. 2b ersichtlich. Je nach der erforderlichen Leistungszahl ergibt sich eine bestimmte Induktivität der Ablenkspule für eine gewünschte max. Rücklaufspannung u_{ss} oder für einen bestimmten angestrebten Spitzenstrom i_{ss} .

Aus Fig. 2b ist ersichtlich, dass der Zeilenablenkstrom aus zwei Teilen zusammengesetzt ist, nämlich:

dem Rückstrom i_D (von \hat{i}_D bis 0) und dem Vorwärtsstrom i_C (von 0 bis \hat{i}_C)

Der Strom i_C wird vom Transistor und der Strom i_D während der Sperrzeit des Transistors — von der Diode übernommen (Fig. 1).

Die Rücklaufspannung u_{ss} ist gleichzeitig die Sperrspannung, die an Transistor und Diode auftritt. Diese und der max. Kollektorstrom i_C bestimmen die Auslegung der Induktivität.

Ist die Batteriespannung z. B. mit 12 V vorgegeben, dann ist damit auch u_{ss} festgelegt. Die Spannungsabfälle in den Verlustwiderständen werden durch u_v berücksichtigt:

$$\begin{aligned} u_Z &= U_{Batt.} - u_v = 0,9 U_{Batt.} = 10,8 \text{ V} \\ u_{ss} &= 7,8 u_Z = 84,3 \text{ V} \end{aligned}$$

33'371-374

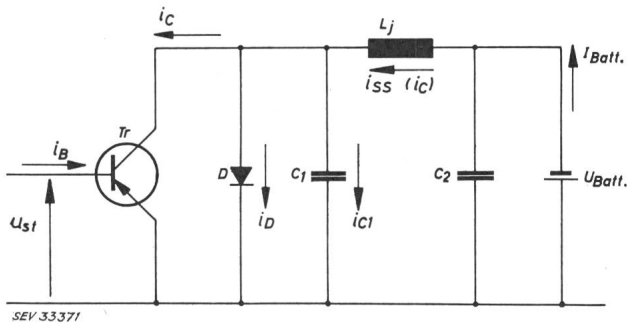


Fig. 1

Grundschaltung der Zeilenendstufe

i_C Kollektorstrom; i_{ss} Spitzenstrom durch Joch; i_{C1} Strom durch Kondensator C_1 ; C_1 Joch-Parallelkondensator; L_j Joch-Induktivität; C_2 Glättungskondensator; i_B Basisstrom; i_D Dioden-Rückstrom; D Rückstromdiode (Spardiode); u_{st} Steuerspannung

Betrachtet man z. B. die Verhältnisse für die Bildröhrenleistungszahlen $P_{ss} = 500 \text{ VA}$ und $P_{ss} = 2000 \text{ VA}$, dann ergibt sich ein Spitzenstrom von:

$$i_{ss} = \frac{P_{ss}}{u_{ss}} = \frac{500 \text{ VA}}{84 \text{ V}} = 5,95 \text{ A} \quad \text{bzw.} \quad \frac{2000 \text{ VA}}{84 \text{ V}} = 23,80 \text{ A}$$

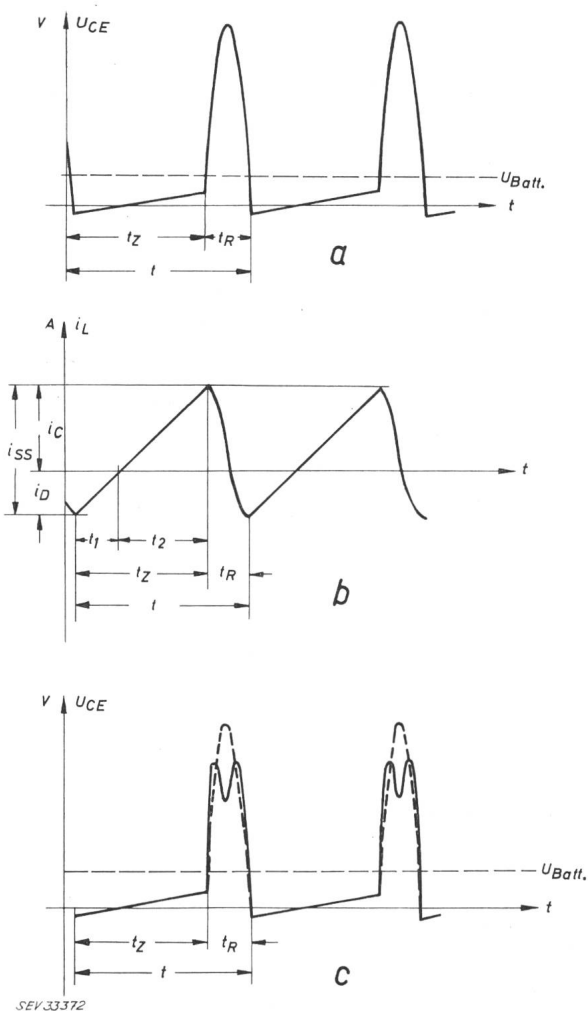


Fig. 2

Zeitlicher Strom- und Spannungsverlauf bei der Zeilenablenkung

a Spannungsablauf im Transistor bei Grundwellenabstimmung
 b Strom im Joch
 c Spannungsverlauf im Transistor bei zusätzlicher Oberwellenabstimmung
 U_{CE} Kollektor-Emitterspannung; t Zeit; t_z Zeit für Zeilenhinlauf; i_L Jochstrom; t_1, t_2 Teilzeiten für Zeilenhinlauf; t_R Zeit für Zeilenrücklauf

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

Die Jochinduktivität ergibt sich aus $E = L \frac{dI}{dt}$ für direkten Anschluss mit:

$$L_{500} = \frac{E}{dI} dt = \frac{10,8 \text{ V} \cdot 52 \mu\text{s}}{5,95 \text{ A}} = 94,5 \mu\text{H}$$

bzw.

$$L_{2000} = \frac{10,8 \text{ V} \cdot 52 \mu\text{s}}{23,80 \text{ A}} = 23,60 \mu\text{H}$$

($dt = t_z$; $dI = i_{ss}$, da linearer Verlauf während t_z)

Bei Transformatorokopplung für indirekten Jochanschluss verringert sich die erforderliche Primärinduktivität um etwa 10...20 % d. h. der Spitzenstrom wird dementsprechend grösser.

4. Die Parallelkapazität C_1

Die Kapazität C_1 parallel zum Kollektor und Emitter des Zeilenablenktransistors soll zusammen mit der Jochinduktivität L_j einen Schwingkreis bilden, der während der Rücklaufzeit t_R eine Halbschwingung (vgl. Fig. 2a) oder eine Halbschwingung mit Oberschwingungen ausführt (vgl. Fig. 2c).

$$t_R = 12 \mu\text{s}, \quad f' = \frac{1}{2t_R} = 42 \text{ kHz}; \quad \omega' = \frac{\pi}{t_R}$$

(eine Halbschwingung)

$$\omega'^2 LC = 1$$

$$C = \frac{1}{\omega'^2 L} = \frac{t_R^2}{\pi^2 L}$$

Für $P_{ss} = 500 \text{ VA}$ ergibt sich:

$$C_{500} = \frac{t_R^2}{\pi^2 L_{500}} = 154,5 \text{ nF}$$

Für $P_{ss} = 2000 \text{ VA}$:

$$C_{2000} = 618 \text{ nF}$$

5. Die Verluste im Kondensator C_1

Die Kapazität C_1 muss einen sehr kleinen Verlustfaktor d_c aufweisen, um geringe Verluste zu erhalten. Bei der Annahme von $P_V = 0,25$ und $0,5 \text{ W}$ Verlust im Kondensator ergeben sich die nachstehend errechneten Parallelverlustwiderstände R_V als Mittelwert über die Periode von:

$$R_V = \frac{u_{ss}^2}{2P_V} \cdot \frac{t_R}{t} = \frac{84,3^2 \text{ V}^2 \cdot 12 \mu\text{s}}{2(0,25 \text{ bzw. } 0,5) 64 \mu\text{s}} = \begin{matrix} \nearrow 2666 \Omega (P_{ss} = 500 \text{ VA}; P_V = 0,25 \text{ W}) \\ \searrow 1333 \Omega (P_{ss} = 2000; P_V = 0,5 \text{ W}) \end{matrix}$$

Bei einer Kapazität von $154,5 \text{ nF}$ bzw. 618 nF ergeben sich die kapazitiven Widerstände X_C für ω' wie folgt:

$$X_C = \frac{1}{\omega' C} = 24,5 \Omega \text{ bzw. } 6 \Omega$$

Daraus ermittelt man die Dämpfungszahlen:

$$d_{c 500} = \frac{X_C}{R_V} = \frac{24,5}{2666} = 0,0092$$

$$d_{c 2000} = \frac{X_C}{R_V} = \frac{6}{1333} = 0,0045$$

d. h. die Kondensatoren dürfen bei der Frequenz von 42 kHz und den vorgesehenen Spannungen u_{ss} obige Verlustfaktoren nicht überschreiten.

6. Jochverluste, Zeile

Vorerst einige gemessene Werte L/R verschiedener Jochspulen.

Fabrikat A: $L = 100 \mu\text{H}$; $R_L = 270 \text{ m}\Omega$;

$$\frac{L}{R} = 0,37 \cdot 10^{-3} \frac{\text{H}}{\Omega}$$

Fabrikat B: $L = 100 \mu\text{H}$; $R_L = 230 \text{ m}\Omega$;

$$\frac{L}{R} = 0,435 \cdot 10^{-3} \frac{\text{H}}{\Omega}$$

Fabrikat C: $L = 4 \text{ mH}$; $R_L = 6 \Omega$;

$$\frac{L}{R} = 0,67 \cdot 10^{-3} \frac{\text{H}}{\Omega}$$

Fabrikat D: $L = 33,5 \mu\text{H}$; $R_L = 41 \text{ m}\Omega$;

$$\frac{L}{R} = 0,817 \cdot 10^{-3} \frac{\text{H}}{\Omega}$$

Wie aus den Werten ersichtlich ist, liegt das Fabrikat D (ein umgewickeltes Joch mit $11 \cdot 0,4 \text{ mm}$ Kupferlitze) im L/R -Verhältnis am höchsten, d. h. dieses Muster bietet die geringsten Kupferverluste. Es sei jedoch bemerkt, dass bei diesem Muster kein Heissleiter zur Kompensation der mit der Temperatur ansteigenden Spulenverluste eingebaut war und ein solcher – wenn erforderlich – das Verhältnis in eine etwas ungünstigere Richtung verschiebt.

Die Spulendämpfung ist z. B. für $R_L = 250$ bzw. $40 \text{ m}\Omega$:

$$d_{L500} = \frac{R_L}{\omega L} = \frac{0,25}{6,28 \cdot 42 \cdot 94,5 \cdot 10^{-3}} \approx 0,01$$

$$d_{L2000} = \frac{R_L}{\omega L} = 0,0064$$

Die gesamte Rücklaufdämpfung ergibt sich mit

$$d_{ges} = d_C + d_L = \begin{cases} (500) & 0,0092 + 0,01 = 0,0192 \\ (2000) & 0,0045 + 0,0064 = 0,0109 \end{cases}$$

Daraus ergeben sich die resultierenden Parallel-Resonanzwiderstände mit:

$$R_{PCL500} = \frac{1}{d_{ges}} \omega' L = \frac{1}{0,0192} \cdot 6,28 \cdot 42 \cdot 10^3 \cdot 94,5 \cdot 10^{-6} = 1300 \Omega$$

$$R_{PCL2000} = \frac{1}{d_{ges}} \omega' L = \frac{1}{0,0109} \cdot 6,28 \cdot 42 \cdot 10^3 \cdot 23,6 \cdot 10^{-6} = 571 \Omega$$

Für den 24-V-Betrieb müssen bekanntlich diese Resonanzwiderstände 4mal so gross sein um gleiche Verluste zu bekommen.

7. Die Abschaltzeit t_{ab}

(Fig. 3 und 4)

Ein ideal schaltender Transistor hätte die Schaltzeit $t_{ab} = 0$. Der Verlauf der Abschaltung ist im Kennlinienfeld Fig. 3a und 3b dargestellt. Je nachdem, wie schnell ein Transistor abschaltet, wird die Zeit kürzer (t_{ab}) oder länger (t_{ab}') sein. In dieser Zeit steuert der Basisstrom den Kollektorstrom von \hat{i}_C nach 0. Dabei schaltet ein schneller Transistor von u_{Rest} auf kleine, ein langsamer Transistor auf hohe Kollektorspannungen u_{ab} bzw. u'_{ab} um. Anschliessend erhöht sich die Kollektorspannung weiter bis auf den Spitzenwert u_{CE} in Fig. 2. Geht man von der Annahme aus, dass im vorliegenden Fall eine Stromabsteuerung von \hat{i}_C auf 0 und von u_{Rest} auf $U_{Batt} = u_{ab}$ ausreicht, dann ergibt sich eine maximal zulässige Abschaltzeit t_{ab} für den Transistor von:

$$\sin \omega' t_{ab} = \frac{u_{ab}}{u_{ss}} = \frac{1}{7,8} = 0,128 = \sin \alpha$$

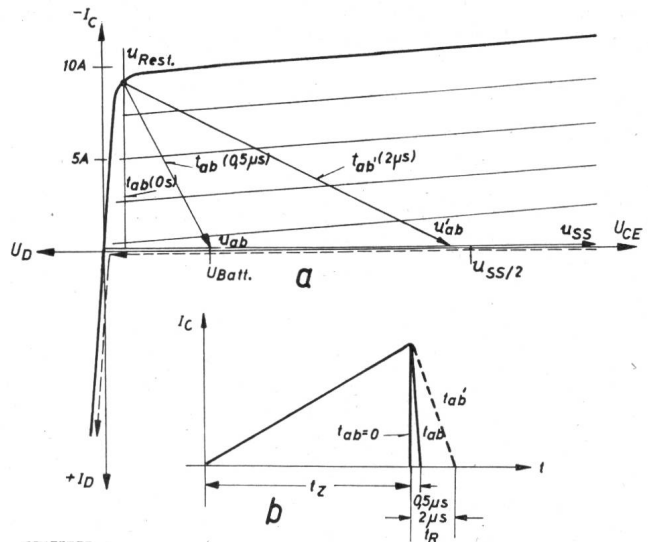


Fig. 3

Kennlinienfeld mit Strom-Spannungsverlauf

a Kennlinienfeld; b zeitlicher Ablauf

$-I_C$ Kollektorstrom; U_{CE} Kollektorspannung; $t_{ab}(Os)$ Abschaltzeit; t_{ab}' Abschaltzeit für $1/2 U_{SS}$; t_z Zeile-Rücklaufzeit; u_{ab} Abschaltspannung (auf Batterie-Spannung) U_{SS} Rücklaufspannung (Spitze-Spitze); $+I_D$ Dioden-Rückstrom; t Zeit; t_{ab} Abschaltzeit; t_z Zeile-Hinlaufzeit; u_{Rest} Transistor-Restsprung; u'_{ab} Abschaltspannung auf $1/2 U_{SS}$)

$$\alpha = 7^{\circ}20' \approx 7^{\circ}$$

$$t_{abmax} = \frac{\alpha}{360} \cdot 2 t_R = 0,407 \approx 0,5 \mu\text{s}$$

Geht man jedoch von der Annahme aus, dass eine Stromabsteuerung auf $u_{ab} = \frac{1}{2} u_{ss}$ ausreicht, dann ergibt sich:

$$\sin \alpha = 0,5; \quad \alpha = 30^{\circ}$$

$$t'_{abmax} = 2 \mu\text{s}.$$

Der Kollektorspitzenstrom \hat{i}_C ist auf Grund der gesamten Verluste in der Ablenkschaltung mit maximal $\frac{2}{3} i_{ss}$ für die weitere Berechnung angenommen (4 bzw. 16 A) bei 12 V Batteriespannung. Die max. Verlustleistung während der Abfallzeit ist bei $t_{ab} = 0,5 \mu\text{s}$ und $u_{ab} = 12 \text{ V}$

$$\hat{P}_{Vab500} = \frac{\hat{u}_{ab} \hat{i}_C}{4} = \frac{12 \cdot 4}{4} = 12 \text{ W}$$

$$P_{Vabmitt500} = \frac{t_{ab}}{t} \cdot \frac{\hat{P}_{Va}}{2} = \frac{0,5}{64} \cdot \frac{12}{2} = 0,047 \approx 0,05 \text{ W}$$

$$\hat{P}_{Vab2000} = \frac{\hat{U}_{Batt} \hat{i}_C}{4} = \frac{12 \cdot 16}{4} = 48 \text{ W}$$

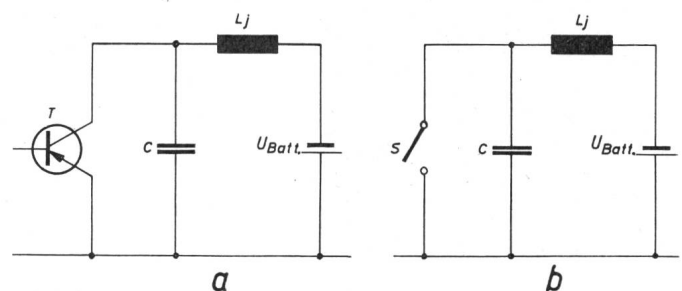


Fig. 4

Transistor als Schalter für Zeilenablenkung

a Transistorschaltung; b Ersatzschaltung

L_j Joch-Induktivität; C Rücklauf-Kondensator; T Transistor; S Schalter (Ersatz für Transistor)

$$P_{Vabmitt\ 2000} = \frac{t_{ab}}{t} \cdot \frac{P_{Va\ 2000}}{2} = \frac{0,5}{64} \cdot \frac{48}{2} = 0,1875 \approx 0,2\text{ W}$$

für $t_{ab} = 2\ \mu\text{s}; u_{ab} = \frac{u_{ss}}{2} = \frac{84,3}{2} \approx 42\text{ V}$

$$\hat{P}_{Vab\ 500} = \frac{42 \cdot 4}{4} = 42\text{ W}$$

$$P_{Vabmitt\ 500} = \frac{2 \cdot 42}{64 \cdot 2} = 0,657\text{ W}$$

$$\hat{P}_{Vab\ 2000} = \frac{42 \cdot 16}{4} = 168\text{ W}$$

$$P_{Vabmitt\ 2000} = \frac{2}{64} \cdot \frac{168}{2} = 2,63\text{ W}$$

8. Sperrverluste im Transistor

Die Sperrverluste sind für $I_C = 2\text{ mA}$ bei $U_{CE} = 100\text{ V}$, wobei 100 V anstelle von $84,3\text{ V}$ eingesetzt werden,

$$\hat{P}_{Vsperr} = I_C U_{CE} = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 0,200\text{ W}$$

$$P_{Vsperr\ mitt} = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_R}{t} U_{CE} I_C = \frac{1}{2} \cdot \frac{12}{64} 100 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 0,01875 \approx 0,02\text{ W}$$

Kann man für die Sperrung eine mittlere Verlustleistung von z. B. $0,2\text{ W}$ zulassen, dann ergibt sich ein Sperrstrom, wenn man $U_{CBV} = U_{CBO}$ mit 100 V einsetzt von:

$$I_{CBVmax} = \frac{P_{Vsperr\ mitt}}{\frac{1}{2} \cdot \frac{t_R}{t} U_{CBV}} = \frac{0,2}{\frac{1}{2} \cdot \frac{12}{64} 100} = 21,3\text{ mA}$$

Dieser Strom kann also als maximaler Sperrstrom bei der zu erwartenden höchsten Sperrschichttemperatur bei $u_{CBV} = 100\text{ V}$ zugelassen werden.

9. Verluste während der Durchlasszeit

Die maximalen Verluste während der Durchlasszeit sind:

$$\hat{P}_D = \hat{i}_C \hat{u}_{Rest} = \frac{2}{3} i_{ss} \hat{u}_{Rest}$$

Die mittleren Verluste sind dann:

$$P_{D\ mitt} = \frac{1}{3} \hat{i}_C \hat{u}_{Rest} \frac{\frac{2}{3} t_Z}{t_R + t_Z} \cdot \frac{1}{3} \hat{i}_C \hat{u}_{Rest} \cdot \frac{2}{3} = \frac{2}{9} \hat{i}_C \hat{u}_{Rest}$$

Die mittlere Verlustleistung ist also für $P_{ss} = 500\text{ VA}$ und 2000 VA und bei u_{Rest} mit 1 V angenommen.

$$P_{D\ mitt\ 500} = \frac{2}{9} \cdot 4 \cdot 1 = 0,9\text{ W}$$

$$P_{D\ mitt\ 2000} = 3,55\text{ W}$$

Die Durchlassverluste sind verhältnismässig gross und fallen stark ins Gewicht. Dies zeigt vor allem die Betrachtung bei z. B. $u_{Rest} = 3\text{ V}$. Die Durchlassverluste allein sind dann:

$$P_{D\ mitt\ 2000} = \frac{2}{9} \cdot 16 \cdot 3 \approx 10,7\text{ W}$$

10. Die Verluste in der Rückstromdiode

Für $u_D = 1\text{ V}$ und $i_D = \frac{1}{3} i_{ss}$ gilt angenähert für die Durchlassverluste:

$$P_{DD\ mitt\ 500} = \frac{1}{9} \hat{i}_D \hat{u}_D = \frac{1}{9} \cdot 2 \cdot 1 \approx 0,23\text{ W}$$

$$P_{DD\ mitt\ 2000} \approx 0,9\text{ W}$$

Die Diodensperrverluste sind angenähert gleich oder kleiner als die des Transistors:

$$P_{D\ sperr\ mitt} \approx P_{sperr\ mitt} \leq 0,2\text{ W}$$

11. Die Gesamtverluste im Transistor

Die Gesamtverluste sind für die verschiedenen Fälle nachstehend zusammengestellt:

- Für $t_{ab} = 0,5\ \mu\text{s}; P_{ss} = 500\text{ VA}$:
 $P_{Vt\ ges} = P_{Vab} + P_D + P_{sperr} = (0,05 + 0,9 + 0,2) = 1,15\text{ W}$
- Für $t_{ab} = 2\ \mu\text{s}; P_{ss} = 500\text{ VA}$:
 $P_{Vt\ ges} = (0,66 + 0,9 + 0,2) = 1,76\text{ W}$
- Für $t_{ab} = 0,5\ \mu\text{s}; P_{ss} = 2000\text{ VA}$:
 $P_{Vt\ ges} = (0,2 + 3,55 + 0,2) = 3,95\text{ W}$
- Für $t_{ab} = 2\ \mu\text{s}; P_{ss} = 2000\text{ VA}$:
 $P_{Vt\ ges} = (2,63 + 3,55 + 0,2) = 6,18\text{ W}$

Die Restspannungsverluste machen also einen beträchtlichen Teil der Gesamtverluste aus.

12. Die gesamten Verluste in der Rückstromdiode

Die gesamten Verluste in der Rückstromdiode sind:

$$P_{Dv\ ges} = 0,43\text{ W (für } P_{ss} = 500) \text{ bzw. } 1,1\text{ W (für } P_{ss} = 2000)$$

Aus den bisherigen Betrachtungen geht hervor, dass die Kennlinienfeld-Übergangsverluste \hat{P}_{Vab} für $t_{ab} = 2\ \mu\text{s}$ in noch tragbaren Grenzen bleiben. Der Transistor sollte aber doch besser eine Abschaltzeit $t_{ab} = 0,5\ \mu\text{s}$ besitzen, um die Gesamtverluste kleiner zu halten. Nachdem die mittleren Durchgangsverluste hoch sind, ist es selbstverständlich, dass man auch diese senken möchte, d. h. aber, dass die Restspannung noch kleiner als 1 V sein müsste. Die angenommene Grösse für $u_{Rest} = 1\text{ V}$ ist also schon hoch – wenn auch noch tragbar.

13. Steuerleistung und erforderliche Stromverstärkung

Die minimal erforderliche Stromverstärkung ergibt sich aus der Annahme einer maximal zugelassenen Steuerleistung (Spitze) bei $P_{ss} = 2000\text{ VA}$. Wird diese mit $P_{St} = 1\text{ W}$, also mit z. B. $\approx u_{BE} = 1,5\text{ V}$ und $i_B = 0,65\text{ A}$ angenommen, so ist:

$$B_{min\ 16\text{ A}} = \frac{16}{0,65} \approx 24\ (50) \text{ bei } U_{Batt} = 12\text{ V und}$$

$$B_{min\ 8\text{ A}} = \frac{8}{0,65} \approx 12\ (25) \text{ bei } U_{Batt} = 24\text{ V}$$

Zu bemerken ist, dass die Annahme mit $P_{St} = 1\text{ W}$ auch schon zu hoch liegt. Besser wäre, wenn nur $0,5\text{ W}$ als Steuerleistung aufgebracht werden müsste, da auch der Generator- und Basiswiderstand Leistung verbraucht; ausserdem wird man eine bestimmte Übersteuerung $\hat{U} \approx 1,5 \dots 2$ ansetzen müssen (siehe Klammerwerte).

Eine gewisse Inversstromverstärkung, wenigstens bei kleinen Kollektorströmen, wäre ebenfalls erwünscht, da diese die Übergänge im Zeilenstrom (Kollektor auf Diode) zum Verschwinden bringt, wie dies derartige Transistoren in Versuchen bestätigt haben.

14. Die Durchbruchspannung U_{CED}

Die Durchbruchspannung U_{CED} bei $I_C = 1...2$ A sollte nahe bei der halben Spannung u_{ss} liegen, um einen Sicherheitsbereich einzubauen. Diese Forderung gilt für die langsameren Transistoren ($t_{ab} = 2 \mu s$). Für die schnellen Transistoren darf die Durchbruchspannung U_{CED} bei $I_C = 1...2$ A bei etwa $\frac{1}{3} u_{ss}$ liegen, wie dies aus Fig. 2 und den vorangegangenen Erläuterungen zu entnehmen ist.

15. Die Spitzensperrspannung

Die Spitzensperrspannung U_{CEV} wurde für den Normalfall Fig. 1a und einer Netzüberspannung von +20% berechnet. Diese +20% müssen einkalkuliert werden. Die Spitzenspannung kann aber auch durch geeignete Wahl der überlagerten Hochfrequenz $f = 3f \approx 120$ kHz um 15...20% gesenkt werden (Fig. 2c), dabei wird jedoch eine schnellere Abschaltung $t_{ab} \leq 0,5 \mu s$ erforderlich.

16. Belastung durch die Hilfsspannungen (für Leistungszahl 2000 VA)

a) Die Video-Gleichspannung U_{vid} .
Bei einem Gleichspannungsbedarf von 130 V und einem max. Strombedarf von 20 mA ergibt sich mit $\eta \approx 75\%$ eine Leistung von max. 3,5 W;

b) Die Spannungen für die Hilfelektroden der Fernsehröhre. Dafür werden etwa 0,5 W benötigt.

c) Die Hochspannung.
Die Leistung für die Hochspannung P_{Hs} ist bei 16 kV und 0,3 mA Strahlstrom und einem Wirkungsgrad von 0,8:

$$P_{Hs} = \frac{0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 16 \cdot 10^3}{0,8} = 6 \text{ W}$$

d) Gesamtleistung für anhängige Spannungsversorgungen.
Diese Leistung ist primär $P_{ges} \approx 10$ W. Sie ergeben einen zusätzlichen Wirkstrom im Mittel von ca. 0,4 oder 0,8 A bei 24 bzw. 12 V Batteriespannung. Dieser Strom ist im ursprünglich geschätzten Ansatz des Transistor-Spitzenstromes $i_c = \frac{2}{3} i_{ss}$ mit enthalten.

16. Gesamtleistungsaufnahme, Batteriestrom (für 2000 VA)

Die gesamte Leistungsaufnahme ergibt sich mit:

$$P_{ges} = U_{Batt} I_{Batt}$$

Die Verlustleistung im Zeilenjoch ist für Hin- und Rücklauf:

$$P_j = \frac{i_{ss}^2 R}{3} + 0,5 = \frac{24^2 \cdot 10^{-3}}{3} + 0,5 = 8,4 \text{ W}$$

Die Rechnung ergibt für die max. Leistungsaufnahme bei voller Bildhelligkeit und langsamen Transistor ($t_{ab} = 2 \mu s$):

$$P_{ges} = P_{Trans} + P_{joch} + P_H$$

$$6,2 + 8,4 + 10 = 24,6 \text{ W}$$

Daraus ist der Batteriestrom:

$$I_{Batt} = \frac{24,6}{12} = 2,05 \text{ A bei 12 V}$$

und
$$I_{Batt} = \frac{24,6}{24} = 1,025 \text{ A bei 24 V}$$

17. Schlussfolgerungen

Aus den vorangegangenen Überlegungen kann gefolgert werden, dass die Zeilenablenktransistoren je nach Anwendungs-

fall die in Tabelle Ia und Ib wiedergegebenen charakteristischen Daten haben sollen. Diese Tabellen sind gültig für Batteriespannungen von 12 und 24 V und für Ablenkleistungen von $P_{ss} = 500...2500$ VA. Der Betrieb bei 12 V mit $P_{ss} = 2500$ VA wird jedoch kaum in der Praxis auftreten.

Charakteristische Daten von Zeilenablenktransistoren

Tabelle Ia

U_{Batt}	12 V	24 V
P_{ss}	1000... 2000 VA	1000... 2500 VA
U_{CEV}	$u_{ss} + 20\%$ ≥ 105 V	$u_{ss} + 20\%$ ≥ 210 V
U_{CED}	bei 2 A (ev. 1 A) ≥ 50 V	bei 2 A (ev. 1 A) ≥ 70 V
U_{Rest}	bei 15 A ≤ 1 V	bei 8 A ≤ 1 V
I_C	15 A	≥ 8 A
I_{CBV}	bei 100 V/90 °C/ 150 °C ≤ 20 mA	bei 200 V/90 °C/ 150 °C ≤ 10 mA
B_{min}	bei 15 A ≥ 25 (50)	bei 8 A ≥ 12 (25)
$t_{ab}^1)$	$\leq 0,5 \mu s$	$\leq 0,5 \mu s$
R_{thG}	$< 1,5$ Grd/W	$< 1,5$ Grd/W

Tabelle Ib

U_{Batt}	12 V	24 V
P_{ss}	400... 1000VA	400... 1000 VA
U_{CEV}	$u_{ss} + 20\%$ 105 V	$u_{ss} + 20\%$ 210 V
U_{CED}	bei 2 A (ev. 1 A) ≥ 60 V	bei 2 A (ev. 1 A) ≥ 80 V
U_{Rest}	bei 6 A ≤ 1 V	bei 4 A ≤ 1 V
I_C	≥ 6 A	≥ 4 A
I_{CBV}	bei 100V/90 °C/ 150 °V ≤ 20 mA	bei 200 V/90 °C/ 150 °C ≤ 10 mA
B_{min}	bei 4 A ≥ 12 (25)	bei 2 A ≥ 6
$t_{ab}^1)$	$\leq 1 \mu s$	$\leq 0,5 \mu s$
R_{thG}	$\leq 1,5$ Grd/W	$\leq 1,5$ Grd/W

¹⁾ Bei Abstimmung der Hochspannungsfrequenz auf Rücklaufgrundwelle kann $t_{ab} \leq 1$ bis max. 2 μs zugelassen werden.

Die voraussichtlich charakteristischen, bzw. zulässigen Daten für die Rückstromdiode sind in Tabelle II zusammengestellt.

Charakteristische Daten für die Rückstromdiode

Tabelle II

U_{sperr}	I_{sperr}	U_D	t_{ein}	$t_{ab}^2)$	R_{thG}
V	mA/90 °C	V	μs	μs	Grd/W
≥ 210	≤ 10	≤ 1	$\leq 0,1$	2...5	≤ 2

²⁾ Eine langsame Abschaltzeit ($U_D \rightarrow 0$) kann eine fehlende Inversverstärkung des Transistors ersetzen und gute Übergänge in der Zeile schaffen.

Adresse des Autors:

W. Hirschmann, Siemens & Halske AG, Werk für Halbleiter, Balanstrasse 73, D-8 München (Deutschland).