

W przypadku kiedy trzecia harmoniczna sygnału znajduje się w pasmie tłumienia filtru, należy rozpatrzeć dwie możliwości:

a) rozpatrywane ogniwo nie jest ogniwem krańcowym filtru złożonego;

b) rozpatrywane ogniwo jest ogniwem krańcowym filtru złożonego.

W przypadku a) oporność wejściowa jest określona zależnością:

$$\frac{\Delta'}{\Delta'_{11}} = 2jR\sqrt{9x^2 - 1}, \quad (3.25)$$

w przypadku b) zaś zależnością:

$$\frac{\Delta'}{\Delta'_{11}} = R(1 + j\sqrt{9x^2 - 1}), \quad (3.26)$$

przy czym $\left| \frac{\Delta'}{\Delta'_{11}} \right| = 3Rx$.

Dla cewki poprzecznej mamy:

$$|\hat{\eta}| = 2 \sin \frac{\beta}{2} = \frac{2mx}{\sqrt{1 - (1 - m^2)x^2}} \quad (3.27)$$

oraz

$$|\hat{\eta}'| = \begin{cases} 1 + e^{-a'} & \text{dla } f_c < 3f < f_\infty, \text{ gdyż } \beta = \pi, \\ 1 - e^{-a'} & \text{dla } 3f > f_\infty, \text{ ponieważ } \beta = 0, \end{cases} \quad (3.28)$$

gdzie:

a' — tłumienność ogniwa dla trzeciej harmonicznej częstotliwości podstawowej,

f — częstotliwość podstawowa,

f_c — częstotliwość graniczna filtru,

f_∞ — częstotliwość bieguna.

Zgodnie z [3], możemy napisać:

$$a' = \ln \frac{m + \sqrt{1 - \frac{1}{9x^2}}}{m - \sqrt{1 - \frac{1}{9x^2}}} \quad \text{dla } f_c < 3f < f_\infty$$

oraz

$$a' = \ln \frac{\sqrt{1 - \frac{1}{9x^2}} + m}{\sqrt{1 - \frac{1}{9x^2}} - m} \quad \text{dla } 3f > f_\infty.$$

Współczynnik obciążenia cewki poprzecznej dla trzeciej harmonicznej częstotliwości podstawowej jest więc równy:

$$|\hat{\eta}'| = \frac{2m}{m + \sqrt{1 - \frac{1}{9x^2}}}. \quad (3.29)$$

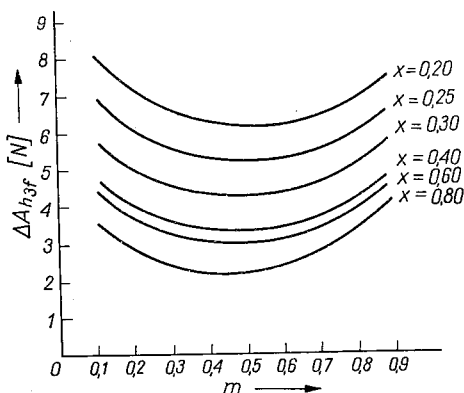
Uwzględniając (3.25), (3.26), (3.27) i (3.29) we wzorze (3.21), otrzymamy:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{2\sqrt{9x^2-1} [1-(1-m^2)x^2] \left[m + \sqrt{1-\frac{1}{9x^2}} \right]}{[2m(1-m^2)]^{3/2} x^3}, \quad (3.30)$$

jeżeli rozpatrywane ogniwo nie jest krańcowym ogniwem filtra złożonego, albo

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{3[1-(1-m^2)x^2] \left[m + \sqrt{1-\frac{1}{9x^2}} \right]}{[2m(1-m^2)]^{3/2} x^2}, \quad (3.31)$$

gdy rozpatrywane ogniwo jest krańcowym ogniwem filtra złożonego.



Rys. 5. Przyrost tłumienności $\Delta A_{h_{3f}}$ dla FDP określonej ze wzoru (3.22)

$$\Delta A_{h_{3f}} = \ln \frac{[1-(1-m^2)x^2] \sqrt{1-(1-m^2)9x^2}}{1,5[2m(1-m^2)]^{3/2} x^4}$$

($x = 0,2$; $x = 0,25$; $x = 0,3$)

oraz ze wzoru (3.30)

$$\Delta A_{h_{3f}} = \ln \frac{2\sqrt{9x^2-1} [1-(1-m^2)x^2] \left[m + \sqrt{1-\frac{1}{9x^2}} \right]}{[2m(1-m^2)]^{3/2} x^3}$$

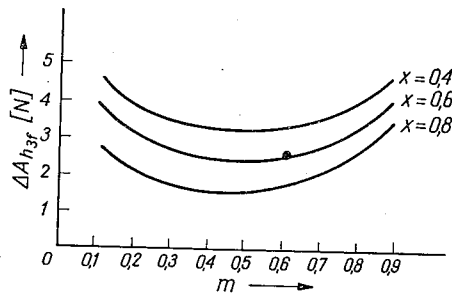
($x = 0,4$; $x = 0,6$; $x = 0,8$)

Z analizy wzorów (3.30) i (3.31) wynika, że przy ustalonej wartości x istnieje krytyczna wartość m , dla której tłumienność trzeciej harmonicznej filtra jest minimalna.

Przyrost tłumienności $\Delta A_{h_{3f}} = A_{h_{3f}} - A_{h_3}$ jako funkcja m przy parametrze x , określony ze wzorów (3.30) i (3.31), został wykreślony na rys. 5 i 5a.

Jak wynika ze wzoru (3.28), dla częstotliwości trzeciej harmonicznej bliskiej częstotliwości bieguna można przyjąć $|\hat{\eta}'| \approx 1$, a na podstawie wzoru (3.29) otrzymamy $|\hat{\eta}'| = 1$. Wzory (3.30) i (3.31) są więc słuszne i dla częstotliwości bieguna.

Jeżeli trzecia harmoniczna źródła znajduje się w pasmie tłumienia filtru, to spośród cewek umieszczonych w gałęziach wzdłużnych większe zniekształcenia nielinearne wnosi ta cewka, która znajduje się bliżej opor-



Rys. 5a. Przyrost tłumienności $\Delta A_{h_{3f}}$ dla FDP określonej ze wzoru (3.31)

$$\Delta A_{h_{3f}} = \ln \frac{3[1 - (1 - m^2)x^2] \left[m + \sqrt{1 - \frac{1}{9x^2}} \right]}{[2m(1 - m^2)]^{3/2} x^3}$$

ności obciążenia filtru. Współczynniki obciążenia tej cewki są odpowiednio równe

$$\eta = 1 \quad \text{i} \quad \eta' = 1.$$

Biorąc pod uwagę wzory (3.25) i (3.26) otrzymamy na podstawie wzoru (3.21) dla wewnętrznego ogniwa filtru złożonego wyrażenie na tłumienność trzeciej harmonicznej:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{2\sqrt{9x^2 - 1}}{xm\sqrt{m}}, \quad (3.32)$$

a dla ogniwa krańcowego filtru złożonego

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{3}{m\sqrt{m}}. \quad (3.33)$$

Tłumienność trzeciej harmonicznej $A_{h_{3f}}$, określona wzorem (3.32), maleje w miarę, jak częstotliwość $3f$ zbliża się do częstotliwości granicznej. Dla częstotliwości $3f$ bliskich częstotliwości granicznej wzór (3.32) przestaje obowiązywać, ponieważ oporność wejściowa dla częstotliwości granicznej $\left| \frac{\Delta'}{\Delta_{11}} \right| \neq 0$ ¹⁾.

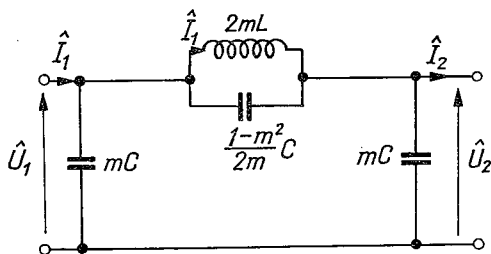
Z przeprowadzonych wyżej rozważań wynika, że dla przypadku, gdy trzecia harmoniczna źródła znajduje się w pasmie tłumienia filtru, praktycznie interesujący z punktu widzenia zniekształceń nieliniarnych jest wypadek, kiedy rozpatrywane ogniwo jest krańcowym ogniwem filtru złożonego. W przeciwnym wypadku tłumienność trzeciej harmonicznej filtru złożonego, dla rozpatrywanego ogniwa, wzrasta o tyle neperów, o ile

¹⁾ Wynika to z faktu istnienia strat w elementach filtru i niespełnienia w praktyce warunków dopasowania falowego dla tej częstotliwości.

neperów maleje poziom prądu I_1 wpływającego do zacisków wejściowych tego ogniwa. Wynika to z zależności (3.13) (o ile można jeszcze stosować aproksymację Rayleigha), gdyż

$$A_{h_3} = \ln \frac{1}{0,6 \varrho_h \cdot H_1}.$$

Jako drugie ogniwo podstawowe filtra dolnoprzepustowego, szczególnie korzystne z punktu widzenia zniekształceń nieliniarnych ze względu



Rys. 6. Pojedyncze ogniwo π filtra dolnoprzepustowego typu m

na mniejszą liczbę cewek, rozpatrzmy ogniwo π typu m , przedstawione na rys. 6.

W przypadku gdy trzecia harmoniczna częstotliwości podstawowej znajduje się w praktycznym pasmie przepuszczania filtra, można przyjąć, że rozpatrywane ogniwo pracuje między opornościami falowymi równymi w przybliżeniu opornościom roboczym filtra.

W tych warunkach prąd płynący przez cewkę jest równy:

$$I_L = \frac{\hat{U}_1 - \hat{U}_2}{2j\omega m L} = \frac{\hat{U}_1(1 - e^{-\hat{g}})}{2jxmR} = I_1 \frac{e^{-\frac{\hat{g}}{2}}}{mx} \operatorname{sh} \frac{\hat{g}}{2}. \quad (3.34)$$

Biorąc pod uwagę, że tak jak i dla ogniwa T : $\hat{g} \approx j\beta$,

$$\sin \frac{\beta}{2} = \frac{mx}{\sqrt{1 - (1 - m^2)x^2}}$$

i

$$\left| \frac{\Delta'}{\Delta'_{11}} \right| \approx 2R,$$

otrzymamy:

$$|\hat{\eta}| = \frac{1}{\sqrt{1 - (1 - m^2)x^2}},$$

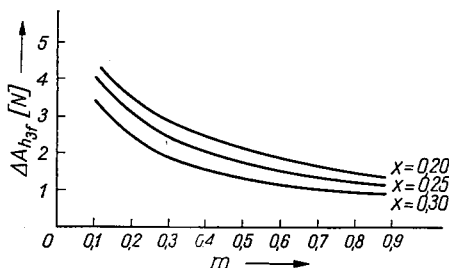
oraz

$$|\hat{\eta}'| = \frac{1}{\sqrt{1 - (1 - m^2)9x^2}}.$$

Wobec powyższego, na podstawie wzoru (3.21), możemy napisać

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{2[1 - (1 - m^2)x^2]\sqrt{1 - (1 - m^2)9x^2}}{x(2m)^{3/2}}. \quad (3.35)$$

Zależność $\Delta A_{h_{3f}} = A_{h_{3f}} - A_{h_3}$ jako funkcja m przy parametrze x została wykreślona na rys. 7.



Rys. 7. Przyrost tłumienności $\Delta A_{h_{3f}}$ dla FDP określony ze wzoru (3.35)

$$\Delta A_{h_{3f}} = \ln \frac{2[1 - (1 - m^2)x^2]\sqrt{1 - (1 - m^2)9x^2}}{x(2m)^{3/2}}$$

W drugim praktycznie interesującym przypadku, kiedy rozpatrywane ogniwo jest krańcowym ogniwem filtra złożonego, a trzecia harmoniczna częstotliwości podstawowej trafia w pasmo tłumienia tego filtra, można przyjąć, że oporności obciążenia są równe:

od strony źródła — R

po stronie wtórnej — $-jR \frac{1}{\sqrt{9x^2 - 1}}$.

W tych warunkach

$$|\hat{\eta}| = \frac{1}{\sqrt{1 - (1 - m^2)x^2}}.$$

Prąd trzeciej harmonicznej I_L , jaki zostałyby wywołany przez SEM E_3 , działającą w miejscu źródła częstotliwości podstawowej, byłby, zgodnie z (3.34), równy:

$$I'_L = \frac{\hat{U}'_1(1 - e^{-\hat{z}'})}{6jxmR} = -I'_1 \cdot \frac{1 - e^{-\hat{z}'}}{6mx\sqrt{9x^2 - 1}}.$$

Na podstawie wzorów (3.28) i (3.29) możemy napisać:

$$|\hat{\eta}'| = \frac{1}{(\sqrt{9x^2 - 1} + 3mx)\sqrt{9x^2 - 1}}.$$

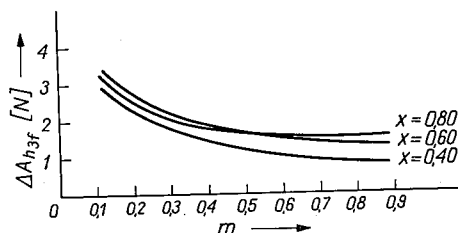
Uwzględniając wyrażenie na $|\hat{\eta}|$ i $|\hat{\eta}'|$ we wzorze (3.21) oraz biorąc pod uwagę, że:

$$\left| \frac{\Delta'}{\Delta'_{11}} \right| = \left| R - jR \cdot \frac{1}{\sqrt{9x^2 - 1}} \right| = R \frac{3x}{\sqrt{9x^2 - 1}},$$

otrzymamy:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{3[1 - (1 - m^2)x^2] \cdot [3mx + \sqrt{9x^2 - 1}]}{(2m)^{3/2}}. \quad (3.36)$$

Wykresy $\Delta A_{h_{3f}} = A_{h_{3f}} - A_{h_3}$ w funkcji m przy parametrze x zostały dla tego przypadku przedstawione na rys. 7a.

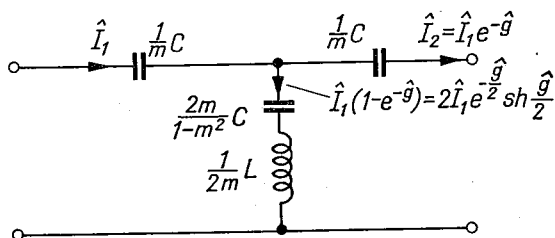


Rys. 7a. Przyrost tłumienności $\Delta A_{h_{3f}}$ dla FDP określony ze wzoru (3.36)

$$\Delta A_{h_{3f}} = \ln \frac{3[1 - (1 - m^2)x^2][3mx + \sqrt{9x^2 - 1}]}{(2m)^{3/2}}.$$

3.2. Filtry górnoprzepustowe

Jako przykład analizy zniekształceń nieliniarnych w filtrach górnoprzepustowych, rozpatrzmy ogniwo typu m przedstawione na rys. 8, które powinno być ogniwem podstawowym jako bardziej ekonomiczne



Rys. 8. Ogniwo T filtru górnoprzepustowego typu m

(mniejsza liczba cewek) i korzystniejsze z punktu widzenia zniekształceń i dobroci elementów.

Z praktycznego punktu widzenia interesujące są jedynie dwa przypadki:

1) Rozpatrywane ogniwo jest umieszczone na wejściu filtru złożonego, a częstotliwość podstawowa znajduje się w jego pasmie tłumienia, zaś trzecia harmoniczna tej częstotliwości trafia do praktycznego pasma przepuszczania filtru.

2) Częstotliwość podstawowa znajduje się w praktycznym pasmie przepuszczania filtru.

W pierwszym przypadku można przyjąć, że ogniwo pracuje między opornością roboczą R od strony źródła i opornością falową Z_T filtru (która w praktycznym pasmie przepuszczania filtru jest bliska R) z drugiej strony.

Zgodnie z oznaczeniami, przyjętymi na rys. 8 i na podstawie [3] możemy w tym wypadku napisać:

$$|\hat{\eta}'| = 2 \left| j \sin \frac{\beta}{2} \right| = \frac{2m}{\sqrt{9x^2 - (1-m^2)}},$$

$$\frac{\Delta'}{\Delta'_{11}} \approx 2R,$$

i analogicznie jak dla filtru dolnoprzepustowego (wzór 3.29):

$$|\hat{\eta}| = \frac{2m}{m + \sqrt{1-x^2}},$$

gdzie, tak samo jak dla filtru dolnoprzepustowego:

$x = \frac{f}{f_c}$ — znormalizowana częstotliwość podstawowa źródła względem częstotliwości granicznej filtru,

R — oporność nominalna filtru,

$\hat{g} = \alpha + j\beta$ — tamowność falowa filtru,

$\frac{\Delta'}{\Delta'_{11}}$ — oporność wejściowa filtru dla produktu zniekształceń (trzeciej harmonicznej), wliczając w to oporność wewnętrzną źródła,

η — współczynnik obciążenia cewki dla częstotliwości podstawowej,

η' — współczynnik obciążenia cewki dla produktu zniekształceń.

Indukcyjność jednostkowa cewki filtrów górnoprzepustowych jest, tak jak w filtrach dolnoprzepustowych, określona zależnością:

$$L = \frac{R}{\omega_c}.$$

Uwzględniając powyższe wyrażenia we wzorze (3.21), otrzymamy:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{(m + \sqrt{1-x^2})\sqrt{9x^2 - (1-m^2)}}{m\sqrt{2m}}. \quad (3.37)$$

Na rys. 9 przedstawiono zależność przyrostu tłumienności $\Delta A_{h_{3f}} = A_{h_{3f}} - A_{h_3}$, określoną wzorem (3.37) jako funkcję m przy parametrze x .

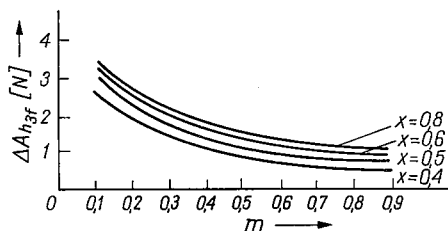
W drugim przypadku można przyjąć:

$$|\hat{\eta}| = \frac{2m}{\sqrt{x^2 - (1-m^2)}},$$

$$|\hat{\eta}'| = \frac{2m}{\sqrt{9x^2 - (1-m^2)}},$$

i

$$\frac{\Delta'}{\Delta'_{11}} = 2R.$$



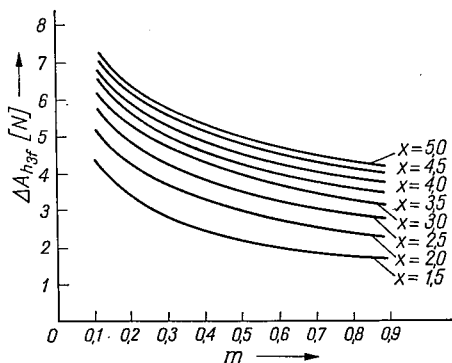
Rys. 9. Przyrost tłumienności $\Delta A_{h_{3f}}$ dla FGP określony ze wzoru (3.37)

$$\Delta A_{h_{3f}} = \ln \frac{(m + \sqrt{1-x^2}) \sqrt{9x^2 - (1-m^2)}}{m \sqrt{2m}}$$

Zgodnie z (3.21) otrzymamy wówczas:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{[x^2 - (1-m^2)] \sqrt{9x^2 - (1-m^2)}}{xm \sqrt{2m}}. \quad (3.38)$$

Wykresy poprawek $\Delta A_{h_{3f}} = A_{h_{3f}} - A_{h_3}$, uzyskane ze wzoru (3.38), zostały przedstawione na rys. 10.

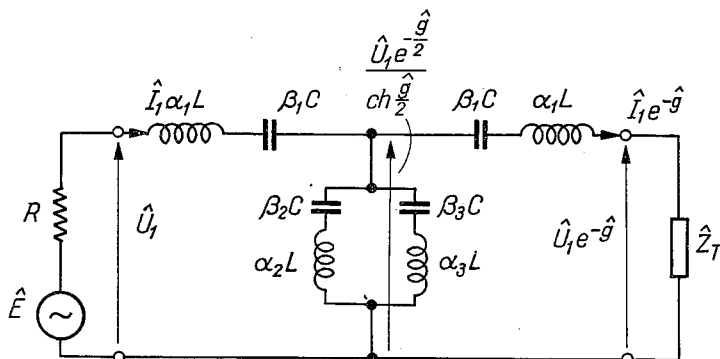


Rys. 10. Przyrost tłumienności $\Delta A_{h_{3f}}$ dla FGP określony ze wzoru (3.38)

$$\Delta A_{h_{3f}} = \ln \frac{[x^2 - (1-m^2)] \sqrt{9x^2 - (1-m^2)}}{xm \sqrt{2m}}$$

3.3. Filtry pasmowoprzepustowe

Rozpatrzmy ogniwo filtru pasmowoprzepustowego typu m , przedstawione na rys. 11. W tym przypadku produkty zniekształceń nieliniarnych, powstałe w danym filtrze, znajdują się na ogół w jego pasmie tłumienia i można się wtedy ograniczyć do rozpatrzenia ogniwa krańcowego filtru złożonego, którego produkty zniekształceń mogą stanowić zakłóce-



Rys. 11. Pojedyncze ogniwo T filtru pasmowoprzepustowego typu m

nia dla różnych kanałów. Możemy wówczas przyjąć, że analizowane ogniwo współpracuje od strony źródła z opornością bliską nominalnej i jest obciążone opornością falową Z_T z drugiej strony¹⁾.

Przyjmując oznaczenia jak na rys. 11 możemy dla cewki wzdłużnej napisać [3]:

$$\eta = \eta' = 1$$

oraz

$$\left| \frac{\Delta'}{\Delta_{11}} \right| = \left| R + jR \frac{n \sqrt{(9x^2 - x_1^2)(9x^2 - x_2^2)}}{3x} \right| = Rn \left(3x - \frac{1}{3x} \right). \quad (3.39)$$

Korzystając ze wzoru (3.21), otrzymamy:

$$A_{h_{sf}} = A_{h_s} + \ln \left[\frac{3n}{\alpha_1^{3/2}} \left(1 - \frac{1}{9x^2} \right) \right], \quad (3.40)$$

gdzie:

α_1 — współczynnik znormalizowany cewki wzdłużnej o indukcyjności $\alpha_1 L$,

$L = \frac{R}{\omega_0}$ — indukcyjność jednostkowa filtru,

¹⁾ W rzeczywistości filtr jest zasilany z drugiej strony, a tego rodzaju oznaczenia przyjęto w tym i w innych przypadkach w celu ujednolicenia analizy przy wyznaczaniu współczynników obciążenia dla częstotliwości podstawowej i trzeciej harmonicznej.

$x = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$ — częstotliwość podstawowa, znormalizowana względem częstotliwości środka pasma f_0 ,

$$n = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{1}{x_2 - x_1},$$

f_1 i f_2 — częstotliwości graniczne filtru,

$\frac{\Delta'}{\Delta_{11}}$ — oporność wejściowa filtru dla produktu zniekształceń wraz z opornością wewnętrzną źródła.

Przy wyznaczaniu tłumienności $A_{h,f}$ dla cewek poprzecznych możemy

przyjąć, że napięcie na zaciskach gałęzi poprzecznej jest równe $\frac{\hat{U}_1 e^{-\frac{\hat{g}}{2}}}{\text{ch} \frac{\hat{g}}{2}}$.

Prąd $\hat{I}_2$ płynący przez szeregowy obwód rezonansowy $a_2 L$, $\beta_2 C$ o częstotliwości rezonansowej $f_{\infty_1} < f_1$, będzie określony zależnością:

$$\hat{I}_2 = \frac{\hat{U}_1 e^{-\frac{\hat{g}}{2}}}{j a_2 \omega L \left(1 - \frac{\omega_{\infty_1}^2}{\omega^2} \right) \text{ch} \frac{\hat{g}}{2}} = \frac{\hat{U}_1 e^{-\frac{\hat{g}}{2}}}{j a_2 R x \left[1 - \left(\frac{x_{\infty_1}}{x} \right)^2 \right] \text{ch} \frac{\hat{g}}{2}}, \quad (3.41)$$

gdzie $\hat{g} = \alpha + j\beta$ jest tamownością falową filtru dla częstotliwości podstawowej.

Zgodnie z [3] dla częstotliwości podstawowej, znajdującej się w praktycznym pasmie przepuszczania filtru, możemy, korzystając z (3.41), napisać:

$$|\hat{\eta}| = \frac{1}{a_2 x \left[1 - \left(\frac{x_{\infty_1}}{x} \right)^2 \right] \cos \frac{\beta}{2}}. \quad (3.42)$$

Dla częstotliwości produktu zniekształceń, dla której tamowność falowa filtru niech będzie równa $\hat{g}' = \alpha' + j\beta'$, zgodnie z (3.41), otrzymamy:

$$|\hat{\eta}'| = \frac{e^{-\frac{\alpha'}{2}} n \sqrt{(9x^2 - x_1^2)(9x^2 - x_2^2)}}{a_2 |9x^2 - x_{\infty_1}^2| \left| \text{ch} \frac{\hat{g}'}{2} \right|}, \quad (3.43)$$

ponieważ dla częstotliwości trzeciej harmonicznej, znajdującej się w pasmie tłumienia filtru, jego oporność wejściowa jest równa falowej i zgodnie z [3] określona zależnością:

$$Z'_1 = \frac{\hat{U}_1}{\hat{I}_1} = jR \frac{n \sqrt{(9x^2 - x_1^2)(9x^2 - x_2^2)}}{3x}.$$

Występująca we wzorze (3.43) tłumienność α' jest tłumiennością falową rozpatrywanego ogniwa dla produktu zniekształceń.

Uwzględniając (3.39), (3.42) i (3.43) we wzorze (3.21), otrzymamy dla cewki o indukcyjności $\alpha_2 L$ wyrażenie na tłumienność trzeciej harmonicznej:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \frac{1}{2} a' + \ln \frac{\alpha_2^{3/2} \left(1 - \frac{x_{\infty_1}^2}{x^2}\right)^2 (9x^2 - x_{\infty_1}^2)(9x^2 - 1) \cos^2 \frac{\beta}{2} \left| \operatorname{ch} \frac{\hat{g}'}{2} \right|}{3 \sqrt{(9x^2 - x_1^2)(9x^2 - x_2^2)}}. \quad (3.44)$$

Analogicznie dla cewki o indukcyjności $\alpha_3 L$ otrzymamy:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \frac{1}{2} a' + \ln \frac{\alpha_3^{3/2} \left(1 - \frac{x_{\infty_2}^2}{x^2}\right)^2 (9x^2 - x_{\infty_2}^2)(9x^2 - 1) \cos^2 \frac{\beta}{2} \left| \operatorname{ch} \frac{\hat{g}'}{2} \right|}{3 \sqrt{(9x^2 - x_1^2)(9x^2 - x_2^2)}}, \quad (3.45)$$

gdzie $x_{\infty_2} = \frac{f_{\infty_2}}{f_0}$ jest częstotliwością znormalizowaną drugiego bieguna względem częstotliwości środka pasma, natomiast

$$\left| \operatorname{ch} \frac{\hat{g}'}{2} \right| = \begin{cases} \operatorname{ch} \frac{a'}{2} & \text{dla częstotliwości } 3f < f_{\infty_2}, \\ \operatorname{sh} \frac{a'}{2} & \text{dla częstotliwości } 3f > f_{\infty_2}. \end{cases}$$

Wzór (3.45) przestaje obowiązywać dla częstotliwości trzeciej harmonicznej bliskiej częstotliwości bieguna f_{∞_2} . W tym przypadku można jednak przyjąć, że współczynnik obciążenia cewki $\alpha_3 L$ dla trzeciej harmonicznej częstotliwości podstawowej jest równy 1, korzystając więc ze wzoru (3.21), otrzymamy:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{\sqrt{\alpha_3} \left[1 - \left(\frac{x_{\infty_2}}{x}\right)^2\right]^2 n \sqrt{(9x^2 - x_1^2)(9x^2 - x_2^2)} \cos^2 \frac{\beta}{2}}{3}. \quad (3.45a)$$

Dla przykładu wyznaczmy przyrost tłumienności filtru $\Delta A_{h_{3f}}$ dla ogniwa symetrycznego typu m . Z porównania wzorów (3.44) i (3.45) wynika, że bardziej szkodliwą z punktu widzenia zniekształceń nieliniarnych filtru jest cewka znajdująca się w obwodzie rezonansowym $\alpha_3 L \div \beta_3 C$ o częstotliwości rezonansowej $f_{\infty_2} > f_2$. Dlatego można się ograniczyć do wyznaczenia tłumienności trzeciej harmonicznej filtru dla tej cewki.

Zgodnie z [3] możemy w tym przypadku napisać:

$$\alpha_3 = \frac{1 - m^2}{2m} n(1 + x_{\infty_1}^2),$$

$$x_{\infty_{1,2}} = \sqrt{\frac{1}{4n^2(1 - m^2)} + 1} \pm \frac{1}{2n\sqrt{1 - m^2}},$$

$$e^{\frac{a'}{2}} \left| \operatorname{ch} \frac{\hat{g}'}{2} \right| = \begin{cases} \frac{1}{2}(e^{a'} + 1) & \text{dla } 3f < f_{\infty_2}, \\ \frac{1}{2}(e^{a'} - 1) & \text{dla } 3f > f_{\infty_2}. \end{cases}$$

Biorąc pod uwagę, że, zgodnie z [3],

$$e^{a'} = \frac{mt+1}{mt-1} \quad \text{dla} \quad 3f < f_{\infty_2}$$

i

$$e^{a'} = -\frac{mt+1}{mt-1} \quad \text{dla} \quad 3f > f_{\infty_2},$$

gdzie

$$t = \frac{n\left(3x - \frac{1}{3x}\right)}{\sqrt{\left[n\left(3x - \frac{1}{3x}\right)\right]^2 - 1}} = \frac{9x^2 - 1}{\sqrt{(9x^2 - x_1^2)(9x^2 - x_2^2)}},$$

otrzymamy:

$$e^{-\frac{a'}{2}} \left| \operatorname{ch} \frac{\hat{g}'}{2} \right| = \frac{1}{|mt-1|}.$$

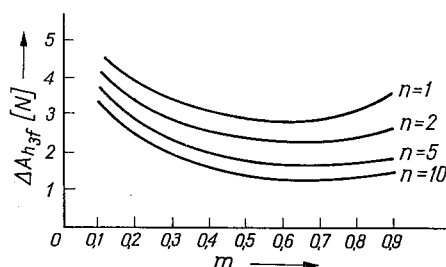
Uwzględniając powyższe wyrażenie we wzorze (3.45), dostaniemy:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \frac{1-m^2}{2m} n(1+x_{\infty_1}^2) \left(1 - \frac{x_{\infty_2}^2}{x^2}\right) |9x^2 - x_{\infty_2}^2| (9x^2 - 1) \left[1 - n^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2\right] + \ln \frac{9x |mt-1| \left[1 - (1-m^2)n^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2\right] \sqrt{\left(3x - \frac{1}{3x}\right)^2 - \frac{1}{n^2}}}{(3.45b)}$$

Na rys. 12 przedstawione zostały wykresy poprawki

$$\Delta A_{h_{3f}} = \ln \frac{0,889 \left[\frac{1-m^2}{2m} n(1+x_{\infty_1}^2) \right]^{3/2} (1-x_{\infty_2}^2)^2 |9-x_{\infty_2}^2|}{\left| 2,67m - \sqrt{7,11 - \frac{1}{n^2}} \right|}$$

dla $x = 1$, w funkcji m , przy parametrze n .



Rys. 12. Przyrost tłumienności $\Delta A_{h_{3f}}$ dla FPP określony na podstawie wzoru (3.45b)

$$\Delta A_{h_{3f}} = \ln \frac{0,889 \left[\frac{1-m^2}{2m} n(1+x_{\infty_1}^2) \right]^{3/2} (1-x_{\infty_2}^2)^2 |9-x_{\infty_2}^2|}{\left| 2,67m - \sqrt{7,11 - \frac{1}{n^2}} \right|}$$

Dla tych przypadków, dla których częstotliwość podstawowa i trzecia harmoniczna znajdują się w praktycznym pasmie przepuszczania filtru, przeprowadzając analogiczne rozważania, otrzymamy:

a) dla cewki wzdłużnej:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{2}{x a_1^{3/2}},$$

b) dla cewki o indukcyjności $\alpha_2 L$:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln 6 a_2^{3/2} \cdot x^2 \left[1 - \left(\frac{x_{\infty 1}}{x} \right)^2 \right]^2 \left[1 - \left(\frac{x_{\infty 1}}{3x} \right)^2 \right] \cos^2 \frac{\beta}{2} \cdot \cos \frac{\beta'}{2},$$

c) dla cewki o indukcyjności $\alpha_3 L$:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln 6 a_3^{3/2} \cdot x^2 \left[1 - \left(\frac{x_{\infty 2}}{x} \right)^2 \right]^2 \left[1 - \left(\frac{x_{\infty 2}}{3x} \right)^2 \right] \cos^2 \frac{\beta}{2} \cdot \cos \frac{\beta'}{2},$$

gdzie:

β — jest przesuwnością falową rozpatrywanego ogniwa dla częstotliwości podstawowej,

β' — jest przesuwnością falową rozpatrywanego ogniwa dla trzeciej harmonicznej.

3.4. Filtr złożony

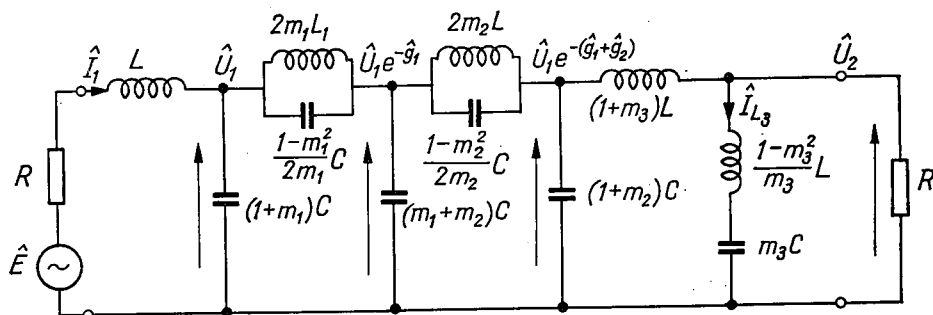
Na przykładzie filtrów: dolno-, górno- i pasmowoprzepustowych pokazaliśmy, jak można określać w nich cewki najbardziej szkodliwe z punktu widzenia zniekształceń nieliniarnych filtru. Zależne to było, jak widzieliśmy, od takich parametrów, jak: m i znormalizowany współczynnik cewki oraz częstotliwość podstawowa i częstotliwości graniczne filtru. W tym przypadku, gdy cewki są wykonane na identycznych rdzeniach, co na ogół jest spełnione w praktyce, analiza ta daje dobre wyniki. Można bowiem na podstawie wyżej wymienionych parametrów określić przyrost tłumienności trzeciej harmonicznej filtru $\Delta A_{h_{3f}} = A_{h_{3f}} - A_{h_3}$ dla różnych cewek i na tej podstawie określić cewkę najbardziej szkodliwą z punktu widzenia zniekształceń nieliniarnych filtru.

Dotychczasową analizę ograniczyliśmy jednak do podstawowych ogniw filtru. Przedstawioną metodę postępowania z powodzeniem można także stosować w filtrach złożonych. Dla przykładu rozpatrzmy zwrotnicę polską dla systemu 12/24. Zwrotnica ta posiada praktyczną częstotliwość graniczną filtru dolnoprzepustowego 54 kHz i praktyczne pasmo przepuszczania filtru górnoprzepustowego od 60÷108 kHz.

W tych warunkach interesujące, ze względu na łatwość pomiarów, są zniekształcenia nieliniarne powstające w filtrze dolnoprzepustowym.

Weźmy pod uwagę filtr dolnoprzepustowy, wchodzący w skład wspomnianej zwrotnicy, o strukturze równoważnej podanej na rys. 13. Jak już wspomniano na wstępie niniejszej pracy, gorszy wypadek z punktu widzenia zniekształceń nieliniarnych zwrotnicy (pracującej w układzie jak na rys. 2) wystąpi wtedy, kiedy produkty zniekształceń wywołane sygnałem nadawanym w filtrze dolnoprzepustowym zwrotnicy znajdują się w pasmie przepuszczania filtru górnoprzepustowego.

Gdy ze względu na łatwość kontroli zniekształceń zadany jest odstęp poziomu częstotliwości podstawowej od poziomu trzeciej harmonicznej,



Rys. 13. Złożony filtr dolnoprzepustowy wchodzący w skład zwrotnicy Tn 12/24

to ten przypadek ma miejsce wtedy, kiedy trzecia harmoniczna częstotliwości podstawowej, znajdującej się w pasmie przepuszczania filtru dolnoprzepustowego, trafi do pasma przepuszczania filtru górnoprzepustowego. W tym przypadku jednak wystarczy rozpatrzyć krańcowe ogniwo filtru od strony wspólnej, co zrobiono wcześniej.

Ograniczmy się zatem do takiego przypadku, kiedy trzecia harmoniczna częstotliwości podstawowej znajduje się w praktycznym pasmie przepuszczania filtru dolnoprzepustowego. Załóżmy, że filtr pracuje między opornościami równymi w przybliżeniu jego opornościom falowym w praktycznym pasmie przepuszczania.

Przyjmując oznaczenia jak na rys. 13, możemy na podstawie rozdziału 3.1 wyznaczyć tłumienność trzeciej harmonicznej filtru dla poszczególnych cewek, a mianowicie:

a) dla cewki o indukcyjności L , zgodnie ze wzorem (3.24) otrzymamy:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{2}{x}, \quad (3.46)$$

b) dla cewek o indukcyjnościach $2m_1L$ i $2m_2L$ ze wzoru (3.35) dostaniemy:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{2[1 - (1 - m_{1,2}^2)x^2]\sqrt{1 - (1 - m_{1,2}^2)9x^2}}{x(2m_{1,2})^{3/2}}, \quad (3.47)$$

c) analogicznie jak w przypadku a) dla cewki $(1 + m_3) L$, na podstawie wzoru (3.24), możemy napisać:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{2}{x(1+m_3)^{3/2}}. \quad (3.48)$$

Aby wyznaczyć tłumienność trzeciej harmonicznej filtru dla cewki $\frac{1-m_3}{m_3}L$, zauważmy, że $\hat{U}_2 \approx \hat{I}_1 \cdot R$. Zatem prąd płynący przez tę cewkę jest równy:

$$\hat{I}_L = \frac{\hat{U}_2}{j\omega \frac{1-m_3^2}{m_3} \left(1 - \frac{\omega_\infty^2}{\omega^2}\right)} = \frac{j\hat{U}_2 m_3 x}{R[1 - (1-m_3^2)x^2]}.$$

Współczynniki obciążenia cewki można więc wyrazić następująco:

a) dla częstotliwości podstawowej

$$|\hat{\eta}| = \frac{m_3 x}{1 - (1-m_3^2)x^2},$$

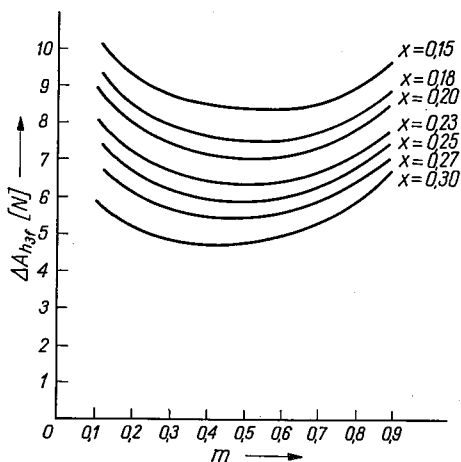
b) dla produktu zniekształceń trzeciej harmonicznej

$$|\hat{\eta}| = \frac{3m_3 x}{1 - (1-m_3^2)9x^2}.$$

Wobec powyższego tłumienność trzeciej harmonicznej dla tej cewki jest równa:

$$A_{h_{3f}} = A_{h_3} + \ln \frac{[1 - (1-m_3^2)x^2]^2 [1 - (1-m_3^2)9x^2]}{1,5x^4 [m_3(1-m_3^2)]^{3/2}}. \quad (3.49)$$

Wykresy poprawek $\Delta A_{h_{3f}}$ dla tego przypadku zostały przedstawione na rys. 14.



Rys. 14. Przyrost tłumienności $\Delta A_{h_{3f}}$ dla FDP określony ze wzoru (3.49)

$$\Delta A_{h_{3f}} = \ln \frac{[1 - (1-m_3^2)x^2]^2 [1 - (1-m_3^2)9x^2]}{1,5x^4 [m_3(1-m_3^2)]^{3/2}}$$

Jeżeli wszystkie cewki są wykonane na identycznych rdzeniach, to o tłumienności trzeciej harmonicznej filtru decydują poprawki $\Delta A_{h_{3f}} = A_{h_{3f}} - A_{h_3}$, uzyskane na podstawie wzorów (3.46)÷(3.49) i łatwo można określić cewkę najbardziej szkodliwą z punktu widzenia zniekształceń nieliniarnych filtru złożonego. Dużą pomoc w tym stanowią wykresy przedstawione w tej pracy na rysunkach 5 i 14.

W rozpatrywanym przez nas przypadku filtru złożonego najbardziej szkodliwymi cewkami w filtrze dolnoprzepustowym, generującymi trzecią harmoniczną, są cewki o indukcyjności $(1 + m_3)L$ w przypadku, gdy trzecia harmoniczna częstotliwości podstawowej znajduje się w pasmie przepuszczania filtru, oraz o indukcyjności L i cewki w układzie kompensacyjnym — gdy trzecia harmoniczna tej częstotliwości trafia w pasmo przepuszczania filtru górnoprzepustowego zwrotnicy.

Wyboru odpowiednich rdzeni dla wykonania filtru należy więc dokonać z punktu widzenia spełnienia przez wyżej wymienione cewki warunków na odstęp poziomu trzeciej harmonicznej od poziomu częstotliwości podstawowej.

4. ZALECENIA DO PROJEKTOWANIA FILTRÓW TELETRANSMISYJNYCH

Podaną w poprzednim rozdziale analizę przeprowadzono przy założeniu, że proces przemagnesowania rdzeni, na których wykonane zostaną cewki (użyte do budowy filtrów), można w interesującym nas zakresie częstotliwości opisać (naturalnie z pewnym przybliżeniem) prawem Rayleigha. Jest to słuszne dla ekranów magnetycznych i rdzeni o dużych szczelinach, które należy stosować również ze względu na wymaganą dużą stabilność temperaturową. W większości filtrów należących do grupy trzeciej (zob. roz. 2) założenia te są spełnione, a przytoczona metoda analizy pozwala na porównanie z praktycznie wystarczającą dokładnością kilku kompozycji filtru i na wybór układu optymalnego z punktu widzenia zniekształceń nieliniarnych. Tok projektowania filtru z punktu widzenia minimalnych zniekształceń nieliniarnych będzie wyglądał następująco:

1. Po zaprojektowaniu układu elektrycznego filtru obliczamy współczynniki obciążenia cewek dla przyjętej kompozycji filtru.

2. Uwzględniając znormalizowane współczynniki indukcyjności oraz współczynniki obciążenia cewek ustalamy cewki, które wprowadzą największe zniekształcenia nielinearne.

3. Dla cewek, ustalonych w p-kcie 2, obliczamy — korzystając z materiału podanego w rozdziale 3 oraz 3.1÷3.4 — odstęp poziomu trzeciej harmonicznej od poziomu częstotliwości podstawowej. Przy obliczeniach tych cennym materiałem pomocniczym są wykresy podane w rozdz. 3.1÷3.4.

4. Porównując kilka kompozycji filtru wybieramy układ o minimalnych zniekształceniach.

5. Jeżeli wybrany w p-kcie 4 układ nie spełnia założonych wymagań, zwiększenie tłumienności A_{h_3} , określonej wzorem (3.17), jest możliwe — przy stałym poziomie wejściowym i stałej częstotliwości granicznej — przez zwiększenie objętości rdzenia i przenikalności oraz zmniejszenie strat na histerezę. Przy określonym materiale rdzenia i w zakresie małych częstotliwości można to uzyskać przez zwiększenie objętości rdzenia i szczeliny niemagnetycznej. Należy pamiętać, że zwiększenie objętości rdzenia zwiększa gabaryty i koszt filtru, a zwiększenie szczeliny na ogół pogarsza dobroć cewek.

Praca nasza analizuje możliwość wyboru najbardziej odpowiedniej kompozycji filtru z punktu widzenia minimalnych zniekształceń nieliniarnych wnoszonych przez filtry oraz zawiera opracowane przez nas materiały pomocnicze do projektowania. Praktycznie, szczególnie w ferrytach, zależność pomiędzy R_h i h_3 może się znacznie różnić od podanej we wzorze (3.12) i dlatego przyjęcie aproksymacji Rayleigha na ogół nie pozwala na dokładne obliczenie wielkości zniekształceń nieliniarnych wprowadzonych przez filtr, pozwoli natomiast z wystarczającą dla celów praktycznych dokładnością określić strukturę optymalną z punktu widzenia minimalnych zniekształceń. W związku z tym obliczenia h_3 na podstawie rozważań artykułu mogą się różnić od pomierzonych. W pracy P. Bublewicza [5] podano metodę zmniejszania zniekształceń nieliniarnych poprzez zwiększenie wymiarów rdzeni magnetycznych i zastosowanie szczeliny niemagnetycznej w rdzeniu.

6. Jeżeli dostępny materiał magnetyczny nie spełnia narzuconych wymagań na A_{h_3} , należy przeanalizować możliwość zastąpienia rdzeni w cewkach, dających największe zniekształcenia, rdzeniami kubkowymi ekranującymi lub wykonać je jako powietrzne.

5. ZAKOŃCZENIE

Podana metoda analizy pozwala na ustalenie optymalnej kompozycji filtru. Metoda ta może być również stosowana w przypadku łączenia filtrów w zwrotnicy, co będzie przedmiotem dalszego komunikatu.

Przytoczone rozważania zostały potwierdzone eksperymentalnie, a wyniki doświadczeń zostaną opublikowane w przygotowywanym przez nas do druku artykule pt. „Pomiar zniekształceń nieliniarnych filtrów teletransmisyjnych”.

Autorzy pragną podziękować Wielkopolskim Zakładom Teletechnicznym „Teletetra” w Poznaniu za współpracę przy opracowywaniu tej tematyki.

WYKAZ LITERATURY

1. Bode H. W.: Network Analysis and Feedback Amplifier Design. New York 1946.
2. Bieleckij A. F.: Teorieticzeskije osnovy elektroprowodnej swiazi, cz. III. Moskwa 1959.
3. Bosyj N. D.: Elekcticzeskije filtry. Izd. 3. Kijew 1959.
4. Bozorth R. M.: Ferromagnetism. New York 1951.
5. Bublewicz P.: Zagadnienie projektowania podzespołów teletransmisyjnych zawierających rdzenie magnetyczne miękkie z punktu widzenia zniekształceń nieliniarnych — referat wygłoszony na Sympozjum „Problemy Nowoczesnych Systemów Teletransmisyjnych”, Warszawa, grudzień 1963. Wyd. Zakład Wydawnictw SEP.
6. Cauer W.: Theorie der linearen Wechselstrom Schaltungen, 2 Auflage. Akademie Verlag, Berlin 1954.
7. Kogan S. S.: Teorija i rasczot filtrow dla ustanowok dalnej swiazi. Moskwa 1950.

J. SAŁACIŃSKI, M. ZIENTALSKI, R. KRAJEWSKI

NONLINEAR DISTORTIONS IN TRANSMISSION FILTERS

Summary

The article treats of requirements concerning nonlinear distortions in transmission filters, the problem of hysteresis-type nonlinear distortions, distortions in coils with ferromagnetic cores and the nonlinear distortions in filters, and gives recommendations for designing transmission filters from the point of view of minimum nonlinear distortions.

J. SAŁACIŃSKI, M. ZIENTALSKI, R. KRAJEWSKI

DISTORSIONS NONLINÉAIRES DANS LES FILTRES DE TRANSMISSION

Résumé

On décrit dans l'article les conditions concernant les distorsions nonlinéaires des filtres de transmission, le problème des distorsions nonlinéaires type hystérésis, des distorsions dans les bobines à noyau ferromagnétique ainsi que les distorsions nonlinéaires des filtres; on donne des recommandations pour projeter des filtres de transmission du point de vue de minimum des distorsions nonlinéaires.

Ю. САЛАЦИНСКИ, М. ЗЕНТАЛЬСКИ, Р. КРАЕВСКИ

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ФИЛЬТРАХ ПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

Резюме

В статье рассмотрены требования, касающиеся нелинейных искажений в фильтрах проводной связи, вопросы нелинейных искажений типа гистерезиса, искажений в катушках с ферромагнитными сердечниками и нелинейных искажений в фильтрах, даны требования для проектирования фильтров проводной связи с точки зрения минимальных нелинейных искажений.

TADEUSZ JANKOWSKI

Zastosowanie tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych w układach logicznych

Rękopis dostarczono 15.6.1964

W pracy omówiono impulsowe właściwości tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych, dobór warunków ich pracy z punktu widzenia maksymalnej szybkości przełączania oraz związane z nimi wnioski układowe. Czasy przełączania zostały liczbowo oszacowane w oparciu o średnie parametry tranzystorów oraz typowe wartości przyrostów prądów i napięć występujących w układach logicznych. Po przeanalizowaniu kryteriów optymalizacji został przykładowo wybrany i zaprojektowany inwerter z wejściową bramką diodową.

1. WSTĘP

Przy projektowaniu układów logicznych, obok złożoności obliczeń oraz trudności wynikających z posiadania niekompletnych danych o stosowanych elementach (brak pewnych parametrów w katalogach, brak informacji o ich rozrzucie i niestałości), występują trudności w precyzowaniu i ustalaniu wagi często sprzecznych kryteriów optymalizacji. Celem poniższej pracy jest próba oceny możliwości i zakresu stosowania tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych w układach logicznych oraz omówienie problemów, na jakie napotyka konstruktor dążący do zoptymalizowania tych układów.

Jak wiadomo, w układach cyfrowych powinno się stosować elementy o małych rozmiarach i poborze mocy, pewne i możliwie szybkie, zarazem o właściwościach pozwalających na proste rozwiązania układowe. Korzystne są przy tym elementy czynne o możliwie dużych załamaniach charakterystyk (np. tranzystory pracujące w rejonach odcięcia i nasycenia). Ograniczenie się poniżej do stosowania w zasadzie tylko tranzystorów i diod wynika z traktowania lamp i magnetyków za elementy „przestarzałe”, a na przykład kriotronów i diod tunelowych za elementy „przyszłościowe” o nieustabilizowanych jeszcze metodach stosowania. Z kolei zawężenie zagadnienia do tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych, takich jak na przykład П403 i П416 prod. ZSRR, OC170 i ASZ20 prod. firmy Mullard oraz TG40 prod. TEWA, ma uzasadnienie w dążeniu do uzyskania układów o możliwie krótkich czasach przełączania. Inne typy (technologie) posiadają bądź gorsze parametry, bądź są trudno dostępne w warun-

kach krajowych (np. tranzystory MESA epitaksjalne), niemniej jednak większość przedstawionego materiału można odnieść i do nich.

Omówione w pracy zagadnienia układowe są związane ze specyfiką układów dwustanowych, służących do realizowania dwuwartościowych funkcji Boole'a. Przyjęto, że czytelnik jest wprowadzony w podstawowe pojęcia tranzystorowej techniki cyfrowej. Ze względu na obszerną literaturę podany na końcu pracy wykaz pozycji bibliograficznych ma charakter przykładowy.

2. ANALIZA IMPULSOWYCH WŁAŚCIWOŚCI TRANZYSTORÓW STOPOWO-DYFUZYJNYCH. PORÓWNANIE TRANZYSTORÓW STOPOWO-DYFUZYJNYCH Z TRANZYSTORAMI STOPOWYMI

Do określenia impulsowych właściwości tranzystora wystarcza w zasadzie podanie następujących parametrów:

a) maksymalnych wartości dopuszczalnych ze względu na możliwość uszkodzenia tranzystora: prądów, napięć, mocy oraz temperatury złącza;

b) zachowania w warunkach sterowania dużymi sygnałami (również dla prądu stałego lub przebiegów wolnozmiennych) — istotne są tutaj: wartości prądów zerowych, spadek napięcia w nasyceniu, zależność β_0 od prądu kolektora i in.;

c) parametrów określających szybkość przełączania tranzystora z odcięcia poprzez zakres aktywny do nasycenia i odwrotnie, przy zadanym (skończonym) prądzie bazy: pojemności złącz C_{Te} i C_{Tc} , częstotliwości granicznej f_a lub stałej czasowej τ_c , ładunku magazynowanego w nasyceniu itp.

Zagadnienia te omawiane są szerzej m. in. w [9]; poniżej ograniczymy się do podkreślenia czynników najbardziej różniących tranzystory stopowo-dyfuzyjne od typowych tranzystorów stopowych. Różnice między tymi tranzystorami wynikają z innej konstrukcji (geometrii) takich tranzystorów oraz istnienia w tranzystorach stopowo-dyfuzyjnych niejednorodnej bazy o wykładniczym zwykle rozkładzie koncentracji domieszek N — rys. 1.

Odmienne budowa tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych dała w rezultacie poprawę niektórych parametrów przy jednoczesnym jednak pogorszeniu innych.

a) W dziedzinie maksymalnych wartości dopuszczalnych wadą tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych jest niskie napięcie wsteczne baza-emiter U_{EB} . Typowe napięcia wsteczne są rzędu 0,5÷1 V w porównaniu z wartościami dla tranzystorów stopowych w granicach 10 V. Wyjątkiem jest tutaj tranzystor $\Pi 416$ posiadający $U_{EB} = 3$ V.

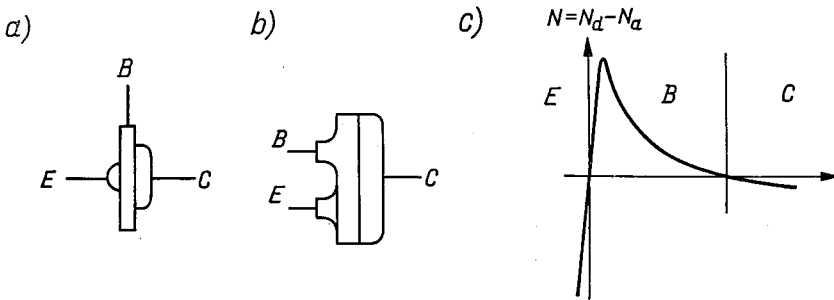
b) Rozpatrując właściwości statyczne widać drugą wadę tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych, jaką jest dość duża oporność wyjściowa w nasyceniu r_{ecs} . Przykładowo dla OC170 r_{ecs} jest rzędu 100 Ω , a dane katalogo-

we $\Pi 416$ gwarantują spadek napięcia w nasyceniu nie większy od 2 V dla $I_C = 50$ mA, co odpowiada $r_{ecs} \leq 40 \Omega$. Analogiczne liczby dla tranzystorów stopowych są zwykle o rząd lepsze. Natomiast współczynnik wzmocnienia prądowego β_0 jest średnio większy dla tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych, tzn. mniejszy jest prąd bazy I_B wymagany do płynięciażądanego prądu kolektora I_C .

c) Istotną zaletą tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych są dobre właściwości przełączające w zakresie aktywnym. Tranzystory te posiadają bardzo mały ładunek związany z prądem kolektora

$$Q_B = I_C \tau_c, \quad (1a)$$

podczas gdy pojemności złącz są bliskie wartościom uzyskiwanym dla tranzystorów stopowych, chociaż z reguły C_{Tc} jest mniejsze, a C_{Te} nieco



Rys. 1. Porównanie konstrukcji tranzystorów (schematycznie)

a) tranzystor stopowy, b) tranzystor stopowo-dyfuzyjny, c) rozkład domieszek N dla jednowymiarowej aproksymacji (na przykładzie OC170)

większe. Mała stała czasowa τ_c odpowiada wysokiej częstotliwości granicznej f_a — zwykle o rząd lepszej niż dla najszybszych tranzystorów stopowych.

Dużo gorsze są natomiast właściwości tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych w nasyceniu. Jak wiadomo (por. [1], [2], [9]), ładunek Q_s gromadzony w nasyceniu w obszarze bazy (jak również kolektora) można dla danego prądu bazy i kolektora opisać następującym równaniem:

$$Q_s = Q_B + \left(I_B - \frac{I_C}{\beta_0} \right) \tau_s. \quad (1b)$$

Przejście do nasycenia spowodowane jest faktem zwiększenia prądu bazy I_B powyżej wartości $\frac{I_C}{\beta_0}$, przy czym w tym przypadku prąd kolektora jest ograniczony przez obwód zewnętrzny. Mamy więc dla (1a) $I_B = \frac{I_C}{\beta_0}$ oraz dla (1b) $I_B > \frac{I_C}{\beta_0}$. Wynikający z tego wzrost ładunku w nasyceniu zależy od stosunku τ_s do $(\beta_0 \tau_c)$. Obie te wielkości są miarą rekombinacji

w tranzystorze, przy czym $(\beta_0\tau_c)$ wynika z przekształcenia równania (1a) — zakres aktywny — do postaci $Q_B = I_B(\beta_0\tau_c)$. W tranzystorach stopowych wzrost ładunku jest osłabiony przez to, że z reguły $\tau_s < (\beta_0\tau_c)$, natomiast w tranzystorach stopowo-dyfuzyjnych raczej $\tau_s > (\beta_0\tau_c)$ i wzrost I_B ponad $\frac{I_C}{\beta_0}$ powoduje wzrost ładunku w stopniu silniejszym, niż można by oczekiwać z ekstrapolacji warunków zakresu aktywnego. W rezultacie tranzystor stopowo-dyfuzyjny będąc dużo szybszym od stopowego w zakresie aktywnym, wychodząc w trakcie odcinania z nasycenia, może zachowywać się nawet wolniej od niego.

3. WYBÓR NAJWŁAŚCIWSZYCH WARUNKÓW PRACY TRANZYSTORÓW STOPOWO-DYFUZYJNYCH W UKŁADACH LOGICZNYCH

Celem poniższego rozdziału jest ustalenie, w ramach dopuszczalnych danych katalogowych, warunków pracy pozwalających na maksymalne wykorzystanie możliwości szybkiego przełączania tranzystorów.

A. Wyjściowym zagadnieniem jest wybór pracy z nasyceniem lub bez nasycenia. Istnieją zwolennicy obu rozwiązań i w największym skrócie można powiedzieć, że układy z nasyceniem są prostsze, natomiast bez nasycenia szybsze [3]. Praca w nasyceniu daje układy łatwiejsze do projektowania i wymagające mniej ostrych tolerancji elementów; również mniejsze są rozpraszane moce. Cenną cechą jest dobre zdefiniowanie prądu kolektora przez obwód zewnętrzny, jak również mała oporność wyjściowa równa w praktyce r_{ecs} — istotne przy pracy z typowym dla układów logicznych zmiennym obciążeniem. Jak wynika jednak z dotychczasowych rozważań, w celu wykorzystania potencjalnych możliwości szybkiego odcinania tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych konieczne jest przyjęcie pracy bez nasycenia.

B. Rozpatrzmy obecnie proces włączania, który — jak można pokazać — jest w zakresie aktywnym bardziej krytyczny niż proces wyłączania.

W celu włączenia tranzystora potrzebne jest dostarczenie określonego ładunku Q_{ON} (całki prądu bazy)

$$Q_{ON} = Q_E + Q_B + Q_C, \quad (2)$$

gdzie: $Q_E \approx C_{Te} \Delta U_{EB}$ — ładunek złącza emiter-baza,
 $Q_B = \tau_c \Delta I_C$ — ładunek obszaru bazy,
 $Q_C \approx C_{Tc} \Delta U_{BC}$ — ładunek złącza baza-kolektor.

Parametry tranzystora C_{Te} , C_{Tc} oraz τ_c zależą od punktu pracy i z tego względu dla dużych sygnałów należy we wzorze (2) stosować wartości zastępcze, uśrednione. Przyrosty napięć i prądów zostały odniesione do zewnętrznych zacisków tranzystora.

Czas włączania t_p zależy nie tylko od sumarycznego ładunku Q_{ON} , ale i od prądu, jakim dysponujemy do sterowania. Pokażemy dla przypadku jednorodnej sieci, w której dany układ steruje i jest sterowany przez identyczne układy, że jest tu istotny stosunek składowych Q_E , Q_B i Q_C . W tym celu rozpatrzmy jeden z najważniejszych parametrów układów logicznych, jakim jest współczynnik powielania N (ang. fan-out). Określmy go jako stosunek maksymalnego prądu wyjściowego, jakim możemy dysponować po przełączeniu tranzystora, do prądu wejściowego potrzebnego do przełączenia układu w zadanym czasie t_p . W pierwszym przybliżeniu możemy napisać, że

$$N = \frac{I_{wy}}{I_{we}}, \quad (3)$$

gdzie¹⁾:

$$I_{we} = m \frac{Q_{ON}}{t_p},$$

$$I_{wy} = n \frac{Q_B}{\tau_c}.$$

Z (2) i (3) otrzymujemy wyrażenia opisujące stosunek $\frac{N}{t_p}$. Jest to pewna miara q_1 dobroci układów logicznych ilustrująca znaną tezę o „wymienności” współczynnika powielania N i szybkości $\frac{1}{t_p}$ ²⁾;

$$q_1 = \frac{N}{t_p} = \frac{1}{\tau_c} \left(\frac{n}{m} \right) \frac{1}{\frac{Q_E}{Q_B} + 1 + \frac{Q_C}{Q_B}}. \quad (4)$$

Poprawę stosunku $\frac{N}{t_p}$ można dla $\left(\frac{n}{m} \right) = \text{const}$ uzyskać poprzez:

a) Zmniejszenie τ_c drogą wyboru właściwego typu tranzystorów; można przy tym przyjąć w pierwszym przybliżeniu $\tau_c = \text{const}$ w funkcji prądów i napięć kolektora rozpatrywanego tranzystora. Tego typu postępowanie skuteczne jest w zakresie, gdzie $\left(\frac{Q_E}{Q_B} + \frac{Q_C}{Q_B} \right) \ll 1$.

b) Zmniejszenie względnego udziału ładunków pojemnościowych Q_E i Q_C wtedy, gdy są one porównywalne z Q_B . W celu zmniejszenia Q_E i Q_C należy zmniejszyć ΔU_{EB} oraz ΔU_{BC} ³⁾, a w celu zwiększenia

¹⁾ m — współczynnik rzędu 2 w typowych rozwiązaniach układowych, gdzie jednokierunkowy prąd kolektora musi zarówno odcinać, jak i włączać tranzystor następnego stopnia, n — współczynnik mniejszy od jedności — głównie ze względu na pojemności montażowe, doprowadzeń itp.

²⁾ Szybkość odnieśliśmy do opóźnień wnoszonych przez układy, a nie do często nieprecyzyjnie definiowanych częstotliwości repetycji. Por. równ. (7).

³⁾ Alternatywne zmniejszanie $C\tau_c$ drogą powiększania U_C jest mocno ograniczone względami układowymi.

Q_B ze względu na a) pozostaje nam tylko droga zwiększania ΔI_C — korzystna również ze względu na minimalizowanie wpływu prądów zerowych. Bez zastosowania obu środków niemożliwe jest właściwe wykorzystanie „szybkich” tranzystorów o małym τ_c .

Wartości zarówno Q_{ON} , jak i stosunku $\frac{N}{t_p}$ zależą w równej mierze od parametrów tranzystora i od przyjętych warunków pracy.

Aby zdać sobie sprawę z rzędów wielkości, porównajmy dla typowego tranzystora stopowo-dyfuzyjnego [1], [2], [4] i dobrego tranzystora stopowego bilans ładunków oraz wyrażenie

$$\frac{1}{\tau_c} \frac{1}{\frac{Q_E}{Q_B} + 1 + \frac{Q_C}{Q_B}}.$$

Przyjmujemy przykładowo trzy warianty warunków pracy różniące się wielkościami przyrostów prądów i napięć (Tablica 1).

Tablica 1

Warianty	ΔU_{BE}	ΔI_C	ΔU_{BC}
a)	1,5 V	10 mA	6 V
b)	1 V	15 mA	4 V
c)	0,5 V	15 mA	3 V

Wariant a) można traktować jako względnie typowy dla tranzystorów stopowych, wariant b) bierze już pod uwagę dotychczasowe rozważania, przy czym mniej typów tranzystorów może być w nim wykorzystanych ze względu na katalogowe wartości dopuszczalnych prądów, natomiast wariant c) jest już na granicy minimalnych skoków napięciowych praktycznie występujących i wymaganych przez tranzystorowe układy logiczne¹⁾. Z tablicy 2a i 2b widać istotną poprawę tego samego układu bez nasycenia na tranzystorze stopowo-dyfuzyjnym w porównaniu z tranzystorem stopowym. Na przykład dla wariantu b) otrzymujemy już stosunek dobroci q_1 równy $\frac{200}{40} = 5$, przy czym nie uwzględniając wpływu pojemności można by oczekiwać nawet poprawy w stosunku stałych czasowych $\frac{20}{1,2} = 16,7$. Korzyść byłaby jeszcze większa, gdyby porównywać układy tranzystora stopowo-dyfuzyjnego pracującego bez nasycenia z typowym układem tranzystora stopowego w nasyceniu. Dla tranzystora stopowo-

¹⁾ Nie bierzemy pod uwagę specjalnych technik, takich np., jak DCTL, stosowanej zwykle z tranzystorami z barierą powierzchniową, w których skoki napięć są dużo mniejsze.

Tablica 2a

Rodzaj tranzystora (przykładowe parametry)	1	Warunki pracy (wariant)	2	$Q_E = C_{Te} \Delta U_{BE}$ [pC]	$Q_B = \tau_c \Delta I_C$ [pC]	$Q_C = C_{Tc} \Delta U_{BC}$ [pC]	$Q_{ON} =$ $= Q_E + Q_B + Q_C$ [pC]	$\frac{Q_E}{Q_B} + 1 + \frac{Q_C}{Q_B}$	$\frac{1}{\tau_c} \frac{Q_E}{Q_B} + 1 + \frac{Q_C}{Q_B}$ [s ⁻¹]	8
Tranzystor stopowo-dyfuzyjny $C_{Te} \approx 25$ pF $\tau_c \approx 1,2$ ns $C_{Tc} \approx 8$ pF		a) $\Delta U_{BE} = 1,5$ V $\Delta I_C = 10$ mA $\Delta U_{BC} = 6$ V		37,5	12	48	97,5	8,12	103·10 ⁶	
		b) $\Delta U_{BE} = 1$ V $\Delta I_C = 15$ mA $\Delta U_{BC} = 4$ V		25	18	32	75	4,17	200·10 ⁶	
		c) $\Delta U_{BE} = 0,5$ V $\Delta I_C = 15$ mA $\Delta U_{BC} = 3$ V		12,5	18	24	54,5	3,03	275·10 ⁶	

Tablica 2b

1	2	3	4	5	6	7	8
Tranzystor stopowy $C_{Te} \approx 20$ pF $\tau_c \approx 20$ ns $C_{Tc} \approx 12$ pF	a) $\Delta U_{BE} = 1,5$ V $\Delta I_C = 10$ mA $\Delta U_{BC} = 6$ V	30	200	72	302	1,51	33·10 ⁶
	b) $\Delta U_{BE} = 1$ V $\Delta I_C = 15$ mA $\Delta U_{BC} = 4$ V	20	300	48	368	1,23	40·10 ⁶
	c) $\Delta U_{BE} = 0,5$ V $\Delta I_C = 15$ mA $\Delta U_{BC} = 3$ V	10	300	36	346	1,15	44·10 ⁶

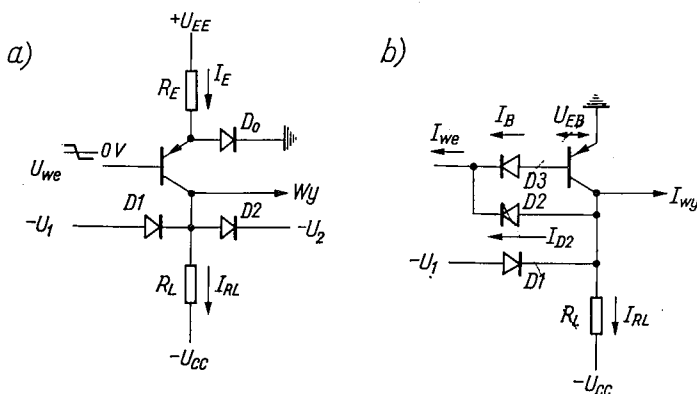
dyfuzyjnego widać dużą różnicę między wariantami a) oraz b) i nieco mniejszą między b) oraz c).

4. TYPOWE ROZWIĄZANIE UKŁADOWE

Rozpatrzmy obecnie rozwiązania układowe prowadzące do realizowania wniosków z rozważań rozdziału 3.

A. Założenie pracy w zakresie aktywnym zmusza do rozwiązania następujących zagadnień:

- jak zabezpieczyć tranzystor przed wejściem w nasycenie w całym zakresie obciążeń,
- jak uniezależnić się od wpływu rozrzutu i zmian β_0 na wartość prądu kolektora,
- jak zapewnić małą oporność wyjściową układów.



Rys. 2. Praca w układach przełącznikowych bez nasycenia tranzystora;
 $U_{CC} > U_1 > U_2$

Dwa najbardziej typowe rozwiązania układowe powyższych problemów pokazane są na rys. 2.

W układzie jak na rys. 2a stabilizuje się prąd emitera i stąd w stanie przewodzenia, tzn. dla $U_{we} < 0$, mamy

$$I_C = \alpha_0 I_E \cong \text{const}, \quad I_E = \frac{U_{EE}}{R_E}.$$

W ten sposób uniezależniamy prąd I_C od wpływu istotnych przy wymuszaniu prądu bazy rozrzutu i zmian β_0 . Diody D_1 i D_2 służą do stabilizacji obu poziomów¹⁾ napięć wyjściowych w całym założonym przedziale obciążeń, przy czym dla górnego poziomu i prądów wpływających musi być spełniony oczywisty warunek

$$I_{wy} \leq \alpha_0 I_E - I_{RL}, \quad (5a)$$

¹⁾ Rozważania odnoszą się do tzw. układów statycznych o sprzężeniach bezpośrednich pozwalających na maksymalnie częste powtarzanie procesu przełączania.

$$\text{gdzie } I_{RL} \cong \frac{U_{CC} - U_2}{R_L},$$

a dla dolnego poziomu i prądów dopływających:

$$I_{wy} \leq \frac{U_{CC} - U_1}{R_L}. \quad (5b)$$

Należy pamiętać, że ładunek gromadzony w diodach D_1 i D_2 (proporcjonalny w przybliżeniu do prądu przewodzenia) może w zakresie krótkich czasów ograniczać efektywną szybkość przełączania. Istotną wadą układu z rys. 2a jest moc stale tracona na oporniku R_E (nawet w stanie odcięcia tranzystora) i wyraźne przesunięcie górnego poziomu napięcia wyjściowego w stosunku do wejściowego napięcia na bazie. Potrzeba współpracy identycznych układów ze sobą zmusza więc do przywracania poziomów: albo przy pomocy dzielników oporowych (por. rys. 3) lub diod Zenera, albo przez stosowanie na przemian tranzystorów $p-n-p$ oraz $n-p-n$ [4], [7]. Prowadzi to do stosunkowo niejednorodnych układów lub do dużego zaostżenia tolerancji elementów.

Wad tych nie ma układ z rys. 2b, w którym zastosowanie nieliniowego ujemnego sprzężenia zwrotnego (dioda D_2) stabilizuje górny poziom napięcia wyjściowego w okolicy $-0,5$ V oraz zabezpiecza tranzystor przed wejściem w nasycenie, o ile tylko spadek napięcia na diodzie D_3 jest taki, że:

$$U_{EB} + U_{D_3} - U_{D_2} > I_C r_{ecs}.$$

W tym przypadku prąd kolektora jest określony obciążeniem i równa się:

$$I_C \approx I_{wy} + I_{RL} + I_{D_3},$$

gdzie dla $I_B < I_{we}$ mamy $I_{D_2} = I_{we} - I_B$ oraz $I_{RL} \cong \frac{U_{CC}}{R_L}$.

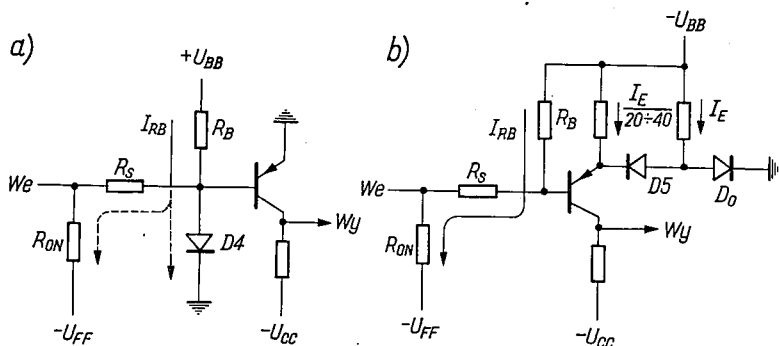
Układ b) tylko trochę bardziej złożony od analogicznego układu pracującego w nasyceniu, wykorzystuje zalety zakresu aktywnego pracując z minimalnym przesunięciem poziomów na granicy obu obszarów. Dioda D_1 spełnia tę samą rolę co w układzie z rys. 2a.

B. Dążąc dla wybranego tranzystora do zmniejszenia wpływów pojemnościowych należy pamiętać, że wzrost ΔI_C jest ograniczony jednoznacznie przez dopuszczalne dane katalogowe, a zmniejszanie ΔU_{BC} jest ograniczane przez praktycznie niezbędny skok napięcia wyjściowego. Z tego względu szczególnie istotne są poszukiwania metod zmniejszenia ΔU_{EB} — tym bardziej, że w tranzystorach stopowo-dyfuzyjnych $C_{Te} > C_{Tc}$.

Dwie drogi rozwiązania tego zagadnienia pokazane są na rysunku 3.

W układzie z rys. 3a wsteczne napięcie na tranzystorze stabilizowane jest na niskim poziomie przy pomocy diody D_4 . Prąd I_{RB} wspomnianego już wyżej dzielnika oporowego płynie wówczas częściowo przez tę diodę, a tolerancje oporników R_{ON} , R_S i R_B oraz napięć U_{BB} i U_{FF} są mniej krytyczne. W układzie z rys. 3b minimalizacja ΔU_{EB} poszła jeszcze dalej, gdyż tranzystor przewodzi dla obu poziomów napięć wejściowych. Ze względu

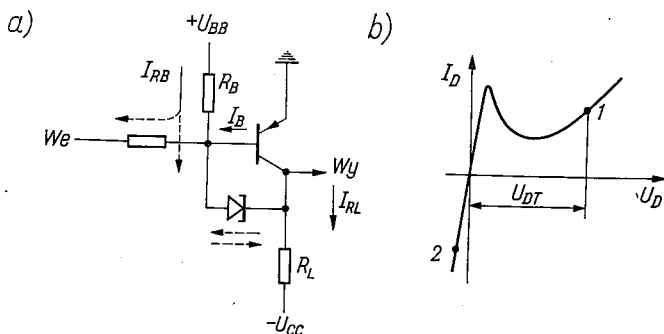
na diodę D_5 tranzystor nie jest bowiem całkowicie odcinany przy przesuwaniu poziomu napięcia bazy powyżej zera: mimo skierowania prądu I_E (na zasadzie rys. 2a) przez diodę D_0 , stale przez emiter płynie wstępny prąd $\frac{I_E}{20 \div 40}$. W ten sposób złącze emiter-baza jest zawsze spolaryzowane w kierunku przewodzenia, podczas gdy prąd wstępny odczytywany jest na wyjściu jako $I_C = 0$. W tym rozwiązaniu zamiast stabilizowania górne-



Rys. 3. Minimalizacja ładunku Q_E przez zmniejszenie skoku napięcia ΔU_{EB}

go poziomu napięcia na bazie sprawiamy, że jego zmiany są w szerokich granicach nieistotne.

Interesujący układ zabezpieczający tranzystor przed nasyceniem a zarazem minimalizujący ΔU_{EB} został przedstawiony przez W. R. Smitha [5] — rys. 4. Wykorzystano tu silnie nieliniową charakterystykę diody tu-



Rys. 4. Tranzystorowy układ z diodą tunelową jako elementem poziomującym
a) zasada pracy, b) charakterystyka diody tunelowej

nelowej do stabilizowania obu poziomów wyjściowych; ujemna oporność diody tunelowej jest wykorzystywana tutaj tylko w sposób pośredni.

Załóżmy, że tranzystor silnie przewodzi. Wówczas dioda tunelowa pracuje jako dioda D_2 , z rys. 2b, przy czym mały spadek napięcia, jaki na niej występuje (punkt 2 na rys. 4b) sprawia, że tranzystor znajduje się na granicy nasycenia.

O ile sygnał wejściowy zacznie przytykać tranzystor, to spadek prądu I_C spowoduje zmianę kierunku płynięcia prądu przez diodę tunelową, a napięcie wyjściowe spadnie do wartości $U_{EB} + U_{DT}$ i będzie utrzymywane na tym poziomie. Bilans prądów w węźle bazy określi wówczas jednoznacznie wielkość aktualnie płynącego prądu I_C .

Opisany układ pozwala na rzeczywiście dobre wykorzystanie możliwości szybkich tranzystorów oraz diod tunelowych. Natomiast jego wadą jest duży koszt elementów oraz trudności z uzyskaniem diod tunelowych o wystarczająco dużych napięciach U_{DT} — stosowanie dwu diod połączonych szeregowo nie wydaje się być rozwiązaniem ekonomicznym. Również zabezpieczenie tranzystorów przed nasyceniem jest problematyczne, o ile nie zastosujemy tutaj tranzystorów o bardzo małym oporze r_{ecs} i małej czasowej τ_s nasycenia (na przykład tranzystorów epitaksjalnych).

5. ROZWAŻANIA NA TEMAT KRYTERIÓW OPTYMALIZACJI UKŁADÓW LOGICZNYCH

Projektant układów logicznych musi stale wybierać między niezawodnością układów a ich sprawnością (w sensie szybkości działania, właściwości logicznych, stopnia wykorzystania elementów) biorąc równocześnie pod uwagę koszty, możliwości dostaw elementów itp. W każdym przypadku obok zagadnień czysto układowych należy bardzo wnikliwie rozpatrzyć z jednej strony fizyczne właściwości stosowanych elementów, a z drugiej wymagania stawiane przez współpracę dużej ilości elementarnych układów oraz przeznaczenie całego urządzenia. Są to zagadnienia na pograniczu elektroniki półprzewodników, elektroniki układów logicznych oraz projektowania systemów cyfrowych.

W procesie projektowania można wydzielić następujące fazy: wybór rozwiązania (zastosowanych elementów oraz „techniki”), wybór metody projektowania, projekt oraz ocenę wyników. Kryteria jakości układów logicznych występujące zarówno przy wyborze rozwiązania, jak i ocenie już opracowanych układów można z kolei uporządkować w następujący sposób.

Pewność pracy

a) Stałość parametrów zastosowanych elementów (rozrzut produkcyjny, zmiany w funkcji punktu pracy, zależność od temperatury, zmiany starzeniowe itp.).

b) Czułość zaprojektowanych układów na odchylenia parametrów elementów od wartości nominalnych oraz na tolerancje napięć zasilających, zegarów, sygnałów sterujących.

c) Odporność układów na zakłócenia, tzw. charakterystyka dyskryminacji.

S z y b k o ść

a) Opóźnienie t_p wprowadzane przez układy przy uwzględnieniu pewności pracy dla obciążeń w granicach $0 \div N$ i pojemności w granicach $0 \div C_{max}$.

b) Dopuszczalna maksymalna częstotliwość przełączeń — odpowiednik maksymalnego wypełnienia przebiegów impulsowych.

E k o n o m i a u k ł a d ó w

a) Potrzeba selekcji elementów, wartości nominalne ich parametrów oraz dopuszczalne wartości maksymalne prądów, napięć i mocy. Możliwość dostaw krajowych względnie zagranicznych.

b) Koszt całego urządzenia wynikający z kosztu elementarnych układów, ich możliwości funkcjonalnych (w tym przede wszystkim współczynnik powielania N), kosztu zasilaczy, pracochłonności projektowania, niezbędnego wyposażenia laboratoryjnego a następnie kontrolnego w produkcji itp.

I n n e

Pobór mocy, przedział temperatur pracy, rozmiary. Ewentualnie ciężar, odporność na wstrząsy, na promieniowanie itp.

Łatwo zauważyć, że niektóre kryteria są sprzeczne — przykładem jest tu równanie (4) wiążące ze sobą współczynnik powielania N oraz czas przełączania t_p . Różnorodność problemów, które muszą być równocześnie rozpatrzone, sprawia więc, że wybór rozwiązania z reguły jest kompromisem — w wielu przypadkach ma częściowo charakter jakościowy oraz zależy od indywidualnych poglądów i przyzwyczajęń projektanta. Dodatkowo kompromis ten, a ściślej waga poszczególnych kryteriów, zależy od konkretnego zastosowania i wymagań stawianych urządzeniu. Jest rzeczą oczywistą, że inne wymagania stawiane będą dużej uniwersalnej maszynie cyfrowej, inne rejestratorowi kontrolującemu procesy produkcyjne, a inne przelicznikowi pracującemu na pokładzie samolotu.

Jako przykład próby liczbowej analizy zanotujmy współczynnik dobroci M (merit factor) zastosowany przy projektowaniu dużej cyfrowej maszyny UNIVAC-LARC [6]. Chodziło tu o porównanie reprezentatywnego sumatora budowanego w kilku różnych technikach.

$$M = \frac{1}{TC \left(N_t + \frac{1}{3} N_d \right)}, \quad (6)$$

gdzie:

- T — czas dodawania,
- C — koszt sumatora,
- N_t — ilość tranzystorów,
- N_d — ilość diod.

Jak widać, obok szybkości i kosztów brany był również pod uwagę czynnik $\left(N_t + \frac{1}{3} N_d\right)$, który stanowił pewną miarę niezawodności. Uważano przy tym, że z tego punktu widzenia 3 diody równoważne są jednemu tranzystorowi.

Wybór metody projektowania polega na ustaleniu parametrów układu branych w pierwszej kolejności pod uwagę oraz wybraniu „filozofii” projektowania.

W pierwszej kolejności należy przyjąć:

- a) współczynnik powielania N ($N = 2$ jest minimum z logicznego punktu widzenia, a $N = 3$ jest minimum z punktu widzenia ekonomii)
- b) albo: maksymalne opóźnienie układu — uzyskując w wyniku wymagane tolerancje elementów ¹⁾ i napięcie zasilających, albo: dopuszczalne tolerancje elementów ¹⁾ i napięcie zasilających — uzyskując jako wynik opóźnienia wnoszone przez układ,
- c) inne, tylko nieco mniej ważne: maksymalną ilość argumentów wejściowych, obciążalność pojemnościową, poziom prądów, próg dla zakłóceń itp.

Wybór „filozofii” projektowania sprowadza się do zadecydowania, jak dalece stosować zasadę najgorszego przypadku (ang. „worst case”). Zasada najgorszego przypadku zakłada poprawną pracę układu przy równoczesnym skrajnym odchyleniu wartości (lub parametrów) elementów i napięć w kierunkach niekorzystnych dla pracy układu. Tak zaprojektowane układy są całkowicie pewne w założonych ²⁾ przedziałach parametrów elementów i napięć, ale ich sprawność (w podanym już wyżej sensie) z reguły jest mała. Z drugiej strony wiadomo, że zasada najgorszego przypadku jest zbyt pesymistyczna i reprezentuje skrajną ostrożność w tym samym stopniu, co stosowanie wyłącznie wartości nominalnych pomija całkowicie problem niezawodności. Z tego względu często w praktyce zakłada się albo tolerancje węższe (kładąc np. mniejszy nacisk na zmiany starzeniowe lub indywidualnie wyważając wpływ niestałości poszczególnych parametrów), albo zaczyna się stosować metody statystyczne. Obliczenia statystyczne sprowadzają się do zaprojektowania układu przy założeniu pewnego skończonego prawdopodobieństwa $p \ll 1$ błędnej pracy. Wadą metod statystycznych jest konieczność znajomości rozkładu parametrów zastosowanych elementów oraz duża złożoność i pracochłonność obliczeń. Metoda najgorszego przypadku jest prostsza, chociaż też już często wymaga stosowania do obliczeń maszyn matematycznych.

¹⁾ W zadanym przedziale temperatur itp.

²⁾ Przy pominięciu zmian typu katastroficznego.

6. WNIOSKI

Przekształcenie równania (4) pozwala na określenie czasów t_p , w jakich celowe jest stosowanie tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych. Ponieważ

$$t_p = \frac{Nm}{n} \tau_c \left(\frac{Q_E}{Q_B} + 1 + \frac{Q_C}{Q_B} \right),$$

więc w tym celu wystarczy dla danego tranzystora oszacować N , m , n oraz przyjąć odpowiednie warunki sterowania. Dokładne obliczenie jest w ramach niniejszej pracy niemożliwe ze względu na to, że powyższe współczynniki są złożonymi funkcjami tolerancji elementów i napięć zasilających, wybranego układu itp. Przyjmijmy jednak przykładowo dla tranzystora stopowo-dyfuzyjnego i wariantu sterowania b) z tablicy 1 następujące wielkości:

$$\begin{aligned} N &= 4-5, \\ m &= 2-3, \\ n &= \frac{1}{2} - \frac{3}{4}, \end{aligned}$$

i stąd: $t_p = 50-150$ ns.

Na podstawie danych z literatury (gdzie jednak często nie ma wystarczających informacji co do przyjętych tolerancji, obciążeń, przedziału temperatur itp.) oraz własnych wyrywkowych pomiarów i obliczeń autor sądzi, że poniższa tabelka może służyć do scharakteryzowania możliwości szybkich układów logicznych.

Tablica 3

Rodzaj elementów	Rodzaj układów	Czasy przełączania t_p
Bardzo szybkie, jak np. tranzystory epitaksjalne i diody tunelowe	Np. rys. 4 [5]	1—10 ns
Tranzystory stopowo-dyfuzyjne oraz szybkie diody klasy np. OA47 i AAY11	Układy bardziej złożone oraz o zaokrąglonych tolerancjach. Np. rys. 2a i 3b [4], [10]	10—50 ns
	Układy prostsze	50—150 ns
Tranzystory stopowe		0,3 μ s —.....

Należy podkreślić, że podane w tablicy 3 czasy przełączania są dłuższe od efektywnych opóźnień wnoszonych przez układy. Wynika to z tego, że rozpoczęcie procesu przełączania danego stopnia występuje jeszcze przed zakończeniem przełączania stopnia poprzedniego. Uzyskiwane zbocza przebiegów wyjściowych są również krótsze ze względu na to, że na czas przełączania składają się: początkowe opóźnienie t_d i czas zbocza t_n

$$t_p = t_d + t_n. \quad (7)$$

Jak już było powiedziane, wybór układu zależy od potrzeb, kosztów oraz realnych możliwości wykonawczych. W warunkach krajowych — uwzględniając:

- a) trudności w dostawach bardzo szybkich elementów,
- b) brak wystarczająco dobrej aparatury pomiarowej w zakresie nanosekundowym,
- c) brak bardzo szybkich pamięci, a więc i odpowiednio ostrych potrzeb co do bardzo szybkich układów logicznych,
- d) fakt opracowania w ZSRR bardzo dobrych tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych serii П416 (wg danych katalogowych i badań partii 30 sztuk tych tranzystorów)

— wydaje się celowe opracowanie układów grupy 3 (tabl. 3 — Układy prostsze), tzn. o $t_p = 50 \div 150$ ns. Najbardziej obiecujące powinny tu być układy pracujące na zasadzie rysunku 2b.

Dodatek

Przykładowy projekt inwertera

W przyjętym układzie (rys. 5) zastosowano nieliniowe ujemne sprzężenie zwrotne oraz przycinanie dolnego poziomu wyjściowego. W obliczeniach przyjęto metodę „worst case”, przy czym wartości oporników R_B , R_S i R_{ON} zostały uzyskane z warunków:

- a) włączenia tranzystora (d.c.),
- b) odcięcia tranzystora (d.c.),
- c) bilansu prądów wejściowych i wyjściowych,
- d) równości czasów włączania i wyłączania.

Przy takim ujęciu szybkość przełączania nie występuje explicite w obliczeniach — zależy ona od zastosowanego tranzystora i jego warunków pracy. Zgodnie z dotychczasowymi rozważaniami przyjęto pracę bez nasycenia, z możliwie dużym prądem kolektora i małymi zmianami napięć U_{EB} i U_{BC} .

A. Założenia

- a) Tranzystor П416Б (lub zbliżony) o parametrach statycznych:

$\bar{I}_C = 15$ mA	— dane katalogowe,
$\beta = 30$	— z zapasem w stosunku do danych katalogowych,
$U_{EB} = 0,4 \div 0,6$ V	— według danych orientacyjnych,
$U_{ECS} < 0,5$ V dla 15 mA	— pomiary partii 30 sztuk tranzystorów (wg katalogu < 2 V dla 50 mA).

- b) Napięcia:

$$U_{RR} = 4 \pm 0,2 \text{ V } (\pm 5\%),$$

$$U_{BB} = 10 \pm 0,4 \text{ V } (\pm 4\%),$$

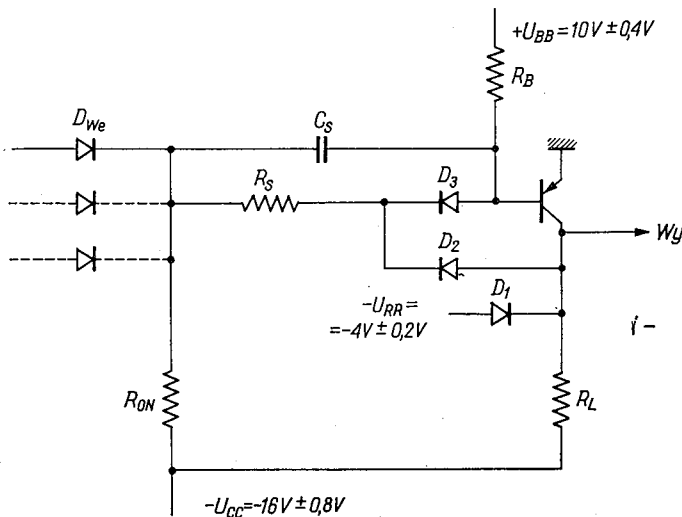
$$U_{CC} = 16 \pm 0,8 \text{ V } (\pm 5\%).$$

Napięcie U_{RR} powinno być wystarczająco duże w stosunku do $U_{EB} + U_{D_3}$, a zarazem możliwie małe ze względu na pojemność C_{TC} . Ostrzejsze tolerancje U_{BB} przyjęto ze względu na prawie stały prąd obciążenia. Napięcie $U_{CC} \gg U_{RR}$ poprawia

warunki sterowania oraz zmniejsza wpływ pojemności obciążenia na zbocza przebiegów wyjściowych.

c) Całkowite (rozrzut produkcyjny, zmiany starzeniowe itp.) tolerancje oporników $\pm 5\%$.

d) Współczynnik powielania $N = 5$.



Rys. 5. Inwerter z wejściową bramką diodową

e) Ilość diod wejściowych $M \leq 10$.

f) Spadki napięć diod:

$U_{DWe} = 0,2 - 0,4$ V dla (szacunkowo) $I_{We} = 1,5 - 2$ mA

$U_{D3} = 0,3 - 0,6$ V dla (szacunkowo) $I_{D3} = 0,5 - 1$ mA

oraz

$U_{EC} = U_{EB} + U_{D3} - U_{D2} = 0,5 - 0,8$ V $> U_{ECs}$ dla (szacunkowo) $I_{D2} = 0,1 - 0,5$ mA.

Jako diody D_{We} oraz D_2 można zastosować np. OA47, jako D_3 — diodę krzemową lub zastępczo np. AAY11.

B. Obliczenia (oznaczenia wg rys. 5)

a) Warunek włączenia tranzystora

$$\frac{U_{CC} - (\overline{U_{EB}} + \overline{U_{D3}})}{\overline{R_{ON}} + \overline{R_S}} \geq \overline{I_B} + \overline{I_{D2}} + \frac{\overline{U_{BB}} + \overline{U_{EB}}}{\overline{R_B}}, \quad (8)$$

gdzie: $\overline{I_B} = \frac{\overline{I_C}}{\beta} = 0,5$ mA

oraz $\overline{I_{D2}} = 0,1$ mA (założenie);

przyjmując $\overline{R_S} \leq 0,3 \overline{R_{ON}}$ (z możliwością odcięcia diod wejściowych) otrzymujemy po podstawieniu $\overline{R_{ON}} = 1,05 \overline{R_{ON}}$, $\overline{R_B} = 0,95 \overline{R_B}$ itd.:

$$\overline{R_{ON}} < \frac{10,3 \overline{R_B}}{0,6 \overline{R_B} + 11,6} \text{ [k}\Omega\text{]}. \quad (9)$$

b) Warunek odcięcia tranzystora

$$-(\overline{U_{EC}} + \overline{U_{DWe}}) + \overline{U_{D3}} + \frac{R_S}{R_B + R_S} [\overline{U_{BB}} + (\overline{U_{EC}} + \overline{U_{DWe}}) - \overline{U_{D3}}] > 0 \quad (10)$$

i stąd, przyjmując $1,1 R_{S \min} \geq R_S \geq R_{S \min}$

$$0,114 R_B \geq R_S \geq 0,103 R_B. \quad (11)$$

c) Bilans prądów wejściowych i wyjściowych

Współczynnik powielania $N = 5$ równoważny jest warunkowi:

$$\overline{I_{We}} \leq \frac{1}{5} \overline{I_{Wy}}$$

gdzie:

$$\overline{I_{Wy}} = \overline{I_C} - \overline{I_{RL}} - \overline{I_{D2}},$$

$$\overline{I_{RL}} = \frac{\overline{U_{CC}} - \overline{U_{EC}}}{\overline{R_L}},$$

$$\overline{I_{We}} = \frac{\overline{U_{CC}} - (\overline{U_{EC}} + \overline{U_{DWe}})}{\overline{R_{ON}}} - \frac{\overline{U_{BB}} + (\overline{U_{EC}} + \overline{U_{DWe}}) - \overline{U_{D3}}}{\overline{R_B} + \overline{R_S}} + (M-1) \overline{I_{DRWe}}, \quad (12)$$

$\overline{I_{DRWe}} \leq 30 \mu A$ — wsteczny prąd diod wejściowych.

Przyjmijmy $R_L = 3,3 \text{ k}\Omega$, co dla pojemności poprzecznej $C_p \leq 150 \text{ pF}$ (montaż, doprowadzenia itp.) daje czas opadania obwodu kolektora t_0

$$t_0 \approx R_L C_p \ln \frac{U_{CC}}{U_{CC} - U_{RR}} \leq 150 \text{ ns}^1).$$

Stąd $\overline{I_{RL}} = 5,2 \text{ mA}$ i dla $\overline{I_{D2}} \approx \overline{I_B}$ otrzymujemy z (11) i (12) związek:

$$\overline{I_{We}} = \frac{16,9}{\overline{R_{ON}}} - \frac{8,3}{\overline{R_B}} + 0,27 \text{ mA} \leq 1,86 \text{ mA} \quad (13a)$$

albo:

$$\overline{R_{ON}} > \frac{16,9 \overline{R_B}}{1,59 \overline{R_B} + 8,3} [\text{k}\Omega]. \quad (13b)$$

d) Warunek równości czasów włączania i wyłączania.

W celu uzyskania $t_{ON} \approx t_{OFF}$ oszacujemy stosunek ładunków²⁾

$$\frac{Q_{ON}}{Q_{OFF}} \approx \frac{90}{58}$$

i stąd otrzymujemy średnie wartości prądów:

$$\overline{I_{ON}} = \frac{90}{58} \overline{I_{OFF}}.$$

¹⁾ Wybór R_L jest kompromisem między dysponowanym prądem wyjściowym a dopuszczalnymi pojemnościami szkodliwymi.

²⁾ $Q_{ON} \approx 1,4 I_C \tau_c + \Delta U_{EB} C_{Te} + \Delta U_{BC} C_{Tc} \approx 25 + 25 + 40 = 90 \text{ pC}$, $Q_{OFF} \approx I_C \tau_c + \Delta U_{BC} C_{Tc} \approx 18 + 40 = 58 \text{ pC}$.

Przy włączeniu uwzględniliśmy niekorzystny wpływ rekombinacji. Korzystny wpływ rekombinacji przy wyłączaniu jest skompensowany zwykle większą wartością τ_c oraz wpływem C_p w czasie odcinania. Przy wyłączaniu pominięto również Q_E .

Pomijając w pierwszym przybliżeniu wpływ prądu pojemnościowego I_{CS} przy odcinaniu tranzystora oraz wpływ dynamicznych wstecznych prądów diod wejściowych przy włączaniu mamy:

$$\underline{I_{OFF}} \approx \frac{\underline{U_{BB}}}{\underline{R_B}}$$

oraz

$$\underline{I_{ON}} \cong \frac{1}{2} \left[\frac{\underline{U_{CC}} - (\underline{U_{EB}} + \underline{U_{CSOFF}})}{\underline{R_{ON}}} + \frac{\underline{U_{CC}} - (\underline{U_{EB}} + \underline{U_{D_3}})}{\underline{R_{ON}} + \underline{R_S}} \right] - \frac{\underline{U_{BB}} + \underline{U_{EB}}}{\underline{R_B}}.$$

Stąd dla $R_S \leq 0,3 R_{ON}$ oraz $\underline{U_{CSOFF}} \approx 2,2 \text{ V}$.

$$R_{ON} \approx 0,426 R_B. \quad (14)$$

Z (13) i (14) otrzymujemy

$$R_B \geq \frac{39,6 - 8,3}{1,59} = 19,7 \text{ k}\Omega.$$

Z (9) i (14) otrzymujemy

$$R_B \leq \frac{24,1 - 11,6}{0,6} = 20,8 \text{ k}\Omega.$$

Wyberzmy:

$$R_B = 20 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ON} = 8,6 \text{ k}\Omega \quad \text{z (14)}$$

$$R_S = 2,2 \text{ k}\Omega \quad \text{z (11) oraz } \leq 0,3 R_{ON}$$

$$R_L = 3,3 \text{ k}\Omega$$

$$C_S = 100 \text{ pF} \quad \equiv Q_{We} > 100 \text{ pC dla } \Delta U_{CS} > 1 \text{ V}$$

Uwaga. Opór $8,6 \text{ k}\Omega$ znajduje się tylko w typoszeregu oporów 2%. Nie wydaje się jednak to być wadą, gdyż zakładając całkowite tolerancje oporników 5% i tak należy stosować oporniki o mniejszym rozrzucie produkcyjnym.

C. Sprawdzenie

a) Z (8) otrzymujemy warunek włączenia:

$$\frac{15,2 - 1,2}{(8,6 + 2,2)1,05} = 1,23 \text{ mA} \geq 1,18 \text{ mA} = 0,6 + \frac{10,4 + 0,6}{20 \cdot 0,95}.$$

b) Z (10) otrzymujemy minimalne napięcie bazy odciętego tranzystora:

$$-(1,2) + 0,3 + \frac{2,2}{1,1 \cdot 20 + 2,2} [9,6 + (1,2) - 0,3] = +0,05 \text{ V}$$

oraz maksymalne napięcie bazy

$$-(0,7) + 0,6 + \frac{2,2}{0,9 \cdot 20 + 2,2} [10,4 + (0,7) - 0,6] = +1,05 \text{ V}.$$

c) Z (12)

$$\underline{I_{We}} = \frac{16,9}{8,6} - \frac{9,6 + (0,7) - 0,6}{(20 + 2,2)1,05} + 0,27 = 1,82 \text{ mA} \leq 1,86 \text{ mA} = \frac{1}{5} \underline{I_{Wy}}.$$

$$\text{d) } \underline{I_{ON}} \approx \frac{1}{2} \left[\frac{15,2 - (2,8)}{8,6 \cdot 1,05} + \frac{15,2 - 1,2}{(8,6 + 2,2)1,05} \right] - \frac{10,4 + 0,6}{20 \cdot 0,95} \cong 0,7 \text{ mA}.$$

Uzyskano (dla obu zboczy impulsów) następujące średnie opóźnienia mierzone po przejściu czterech inwerterów:

- 1) bez obciążenia $t_d \leq 30$ ns;
 - 2) z obciążeniem oporowym równoważnym $5 \overline{I_{We}}$ oraz z pojemnością $C_p = 150$ pF, $t_d \leq 60$ ns;
 - 3) z obciążeniem wyłącznie pojemnościowym $C_p = 150$ pF, $t_d \leq 80$ ns;
- Wyniki te można jeszcze poprawić projektując inwerter na mniejsze obciążenie, tzn. zmniejszając współczynnik powielania N lub dopuszczając mniejszą pojemność C_p .

Politechnika Warszawska
Katedra Budowy Maszyn, Matematycznych

WYKAZ LITERATURY

1. Boothroyd A. R., Das M. B.: Determination of Physical Parameters of Diffusion and Drift Transistors. — IRE Transactions on Electron Devices, January 1961, pp. 15—30.
2. Jankowski T.: The Charge-Control Parameters of Alloy-Diffused Transistors and their Application. — Prace IMM, Sprawozdania, tom I, nr 3.
3. Goldstick G. H.: Comparison of Saturated and Nonsaturated Switching Circuit Techniques. — IRE Transactions on Electronic Computers, June 1960, pp. 161—175.
4. Miles R. I.: High-Speed Logic Circuits Using Diode Logical Networks and Current-Switching Amplifiers. — Mullard Technical Communications, nr 47, March 1961, pp. 286—294.
5. Smith W. R.: Resistor-Transistor-Backward Diode Nanosecond Logic. — Semiconductor Products, March 1963, pp. 17—23.
6. Prywes N. S., Lukoff H., Schwartz J.: Univac—Larc High-Speed Circuitry: Case History in Circuit Optimization. — IRE Transactions on Electronic Computers, Sept. 1961, pp. 426—438.
7. Archie Lambert: Trends in Logic Circuit Design. — Electronics, December, 6, 1963, pp. 38—45.
8. * * *: Transistor Logic Design. — Texas Instr. Inc. Application Reports (Revised Sept. 1962).
9. Baranowski J., Jankowski T.: Tranzystorowe układy impulsowe, wydanie II. WNT, Warszawa 1964.
10. Kilburn T., Edwards D. B. G., Aspinall D.: A Parallel Arithmetic Unit Using a Saturated—Transistor Fast Carry Circuit. — Proc. IEE, vol. 107, pt B, Nov. 1960, pp. 573—584.

T. JANKOWSKI

ALLOY-DIFFUSED TRANSISTOR APPLICATION IN LOGIC CIRCUITS

Summary

The pulse properties of alloy-diffused transistors, the choice of operation conditions considering the maximum switching speed, and the resulting circuit conclusions are described in this paper. Switching times were quantitatively estimated

taking into account both the average transistor parameters and typical values of current and voltage increments existing in logic circuits. Eventually, an analysis of optimisation criteria is followed by a NAND (or NOR)-circuit configuration choice and design.

T. JANKOWSKI

UTILISATION DES TRANSISTORS ALLIAGE-DIFFUSION DANS LES SCHÉMAS LOGIQUES

Résumé

On décrit dans l'article les qualités des transistors alliage-diffusion dans le régime impulsif, le choix des conditions de travail pour obtenir la vitesse maximale de commutation ainsi que les conclusions de schéma liées avec ces conditions. On donne l'évaluation numérique des temps de commutation en considérant les caractéristiques moyennes des transistors et les valeurs typiques des accroissements des courants et des tensions existant dans les schémas logiques. Après une analyse des critères d'optimisation on donne un exemple du choix et du projet du schéma NAND (ou NOR).

Т. ЯНКОВСКИ

ПРИМЕНЕНИЕ СПЛАВНО-ДИФФУЗИОННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМАХ

Резюме

В работе описано импульсные свойства сплавно-диффузионных транзисторов, подбор условий их работы с точки зрения максимальной скорости переключения, а также связанные с ними схемные выводы. Произведена численная оценка времён переключения на основании средних параметров транзисторов и типовых значений приращений токов и напряжений, выступающих в логических схемах. После проведения анализа критериев оптимизации был правильно выбран и запроектирован инвертор с входным диодным вентилям.

621.315.592

JERZY PUŁTORAK

Złącza eutektyczne w germanie i w krzemie

Rękopis dostarczono 2.3.1964

W artykule omówiono różne techniki wykonywania złącz eutektycznych metal-półprzewodnik. Podano opis stosowanej aparatury technologicznej i kontrolnej. Omówiono wyniki badań nad złączami Au-Ge i Al-Si.

1. WSTĘP

Niektóre stopy metal-półprzewodnik tworzą eutektyki w niskich temperaturach w porównaniu z temperaturami topnienia składników tych stopów. Jednocześnie można tak dobrać rodzaj metalu do półprzewodnika, że eutektyka takiego stopu wystąpi dla małej zawartości procentowej półprzewodnika. Jeśli więc do danego półprzewodnika dobierze się taki metal, który pozwoli na spełnienie powyższych warunków, a ponadto wytworzy w stopie z półprzewodnikiem eutektykę o dobrych właściwościach mechanicznych, sam zaś jest kowalny, to będzie możliwe wykonanie pomiędzy tym metalem a półprzewodnikiem złącza eutektycznego o korzystnych właściwościach. Złącze to będzie mieć dobre właściwości mechaniczne i zapewni płytką penetrację eutektyki w głąb półprzewodnika. Jednocześnie przez odpowiednie domieszkowanie metali lub dobór samego metalu można z łatwością otrzymać złącze eutektyczne o odpowiednich, pożądanych właściwościach elektrycznych.

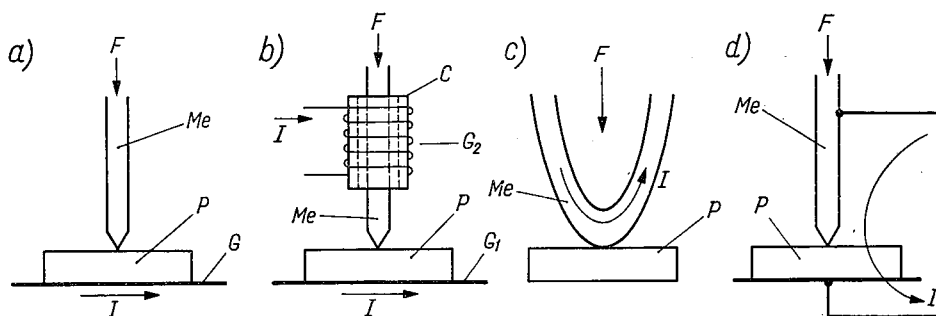
W przypadku germanu (Ge) metalem stosowanym do wykonywania złącz eutektycznych jest złoto (Au). W przypadku krzemu (Si) najlepsze rezultaty uzyskuje się w połączeniu z aluminium (Al). Również stosuje się tu złoto i srebro (Ag), jednakże metale te nie zapewniają tak dobrych właściwości mechanicznych złączom eutektycznym z krzemem jak aluminium.

Złącze eutektyczne otrzymuje się przez wtopienie do półprzewodnika końca drutu wykonanego z metalu, z którym ma się utworzyć eutektykę metal-półprzewodnik. Ponieważ proces ten zachodzi w temperaturze tylko nieco wyższej od temperatury eutektyki, konieczne jest stosowanie pewnego nacisku końca drutu na półprzewodnik w celu zainicjowania procesu stapiania się metalu z półprzewodnikiem. W niektórych przypadkach uzyskuje się to przez odpowiednie ukształtowanie drutu (sprężyn-

ka), w innych — regulacji nacisku dokonuje się za pomocą specjalnych urządzeń. Można również ograniczyć się do nacisku swobodnie opuszczonego drutu. W tym jednak przypadku konieczne jest stosowanie nieco wyższej temperatury procesu.

Ze względu na sposób grzania styku metal-półprzewodnik rozróżniamy następujące techniki wykonywania złącz eutektycznych:

- a) przez grzanie od strony półprzewodnika (rys. 1.1a),
- b) przez jednoczesne grzanie od strony półprzewodnika i od strony drutu (rys. 1.1b),
- c) przez grzanie od strony drutu (rys. 1.1c),
- d) przez grzanie styku drutu z półprzewodnikiem przy przepływie prądu elektrycznego poprzez styk (rys. 1.1d).



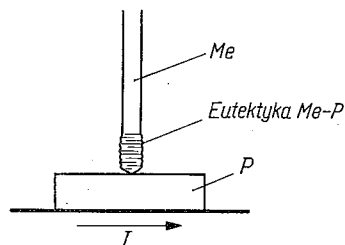
Rys. 1.1. Różne sposoby grzania w procesie wykonywania złącz eutektycznych metal-półprzewodnik

F — siła nacisku, G — grzejnik, Me — drut (metal), P — półprzewodnik, C — izolator

Najczęściej stosuje się technikę a) i d). Pierwszym sposobem są na przykład wykonywane diody krzemowe o krótkim czasie przełączania [1], ostatnim zaś tzw. diody „gold-bonded” [2]. Techniki b) i c) nie znajdują dotąd szerszego zastosowania w technologii przyrządów półprzewodnikowych, chociaż dają one pewne dodatkowe możliwości w stosunku do technik a) i d). Przeprowadzone przez autora doświadczenia wykazały, że za pomocą techniki b) można wykonywać złącza eutektyczne w temperaturze bliskiej temperaturze eutektyki i przy stosowaniu minimalnych nacisków drutu na półprzewodnik. Zaś technika c) umożliwia wykonanie kilku złącz eutektycznych w jednej próbce półprzewodnika lub też wykonywanie złącz eutektycznych w gotowych przyrządach półprzewodnikowych, gdzie stosowanie innego sposobu grzania zepsułoby element.

Opisane wyżej techniki wykonywania złącz eutektycznych odnoszą się do tzw. złącz eutektycznych bezpośrednich, a więc powstających na skutek bezpośredniego wtopienia metalu do półprzewodnika. W odróżnieniu od nich istnieją również złącza eutektyczne pośrednie [3]. Wykonuje się je przez wtopienie do półprzewodnika eutektyki me-

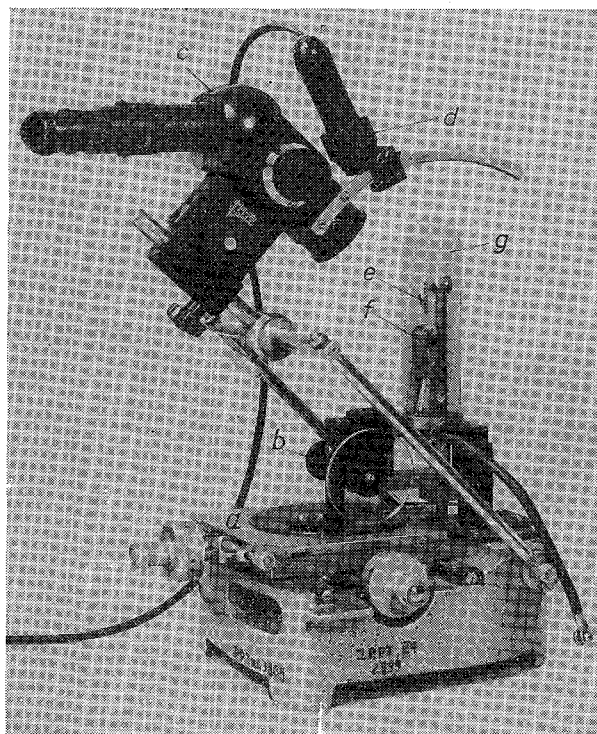
tal-półprzewodnik, np. wyciągniętej ze stopu eutektycznego na końcu drutu (rys. 1.2). Obserwuje się tu mniejszą penetrację złącza w głąb półprzewodnika. Złącza eutektyczne pośrednie można wykonywać techniką a), b) lub d).



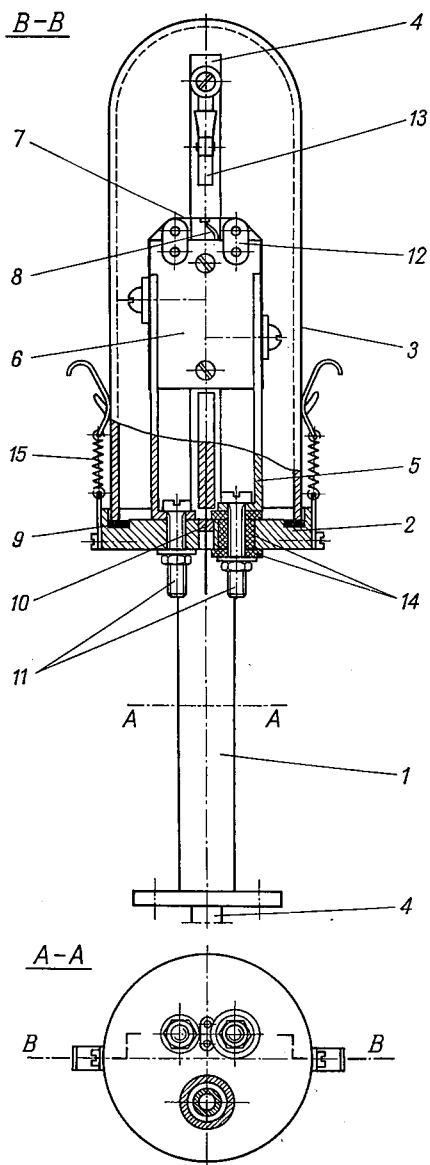
Rys. 1.2. Sposób wykonywania złącza eutektycznego pośredniego

2. APARAT DO WYKONYWANIA ZŁĄCZ EUTEKTYCZNYCH

Na rysunku 2.1 przedstawiono zdjęcie widoku ogólnego aparatu do wykonywania złączy eutektycznych metal-półprzewodnik. Aparat ten został wykonany w oparciu o szereg gotowych części innej aparatury pomiarowej, takich jak: stolik mikroskopu warsztatowego PZO (a), mikro-



Rys. 2.1. Aparat do wykonywania złączy eutektycznych metal-półprzewodnik
a — stolik manipulacyjny z mikrometrycznymi posuwami poziomymi, b — kolumna posuwu pionowego, c — mikroskop stereoskopowy, d — oświetlacz, e — uchwyt drutu, f — kolumna grzejna, g — klosz szklany



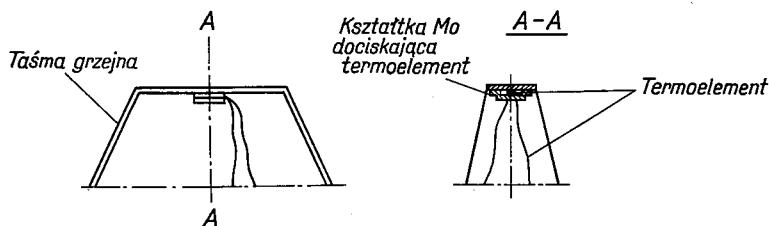
Rys. 2.2. Część aparatu do wykonywania złącz eutektycznych znajdująca się pod kloszem szklanym

1 — kolumna, 2 — podstawa, 3 — klosz szklany, 4 — rurka doprowadzająca gaz, 5 — wspornik, 6 — korpus pieca, 7 — taśma grzejna (Mo), 8 — termoelement, 9 — uszczelka gumowa, 10 — przepust termoelementu, 11 — doprowadzenia prądowe, 12 — wspornik ceramiczny, 13 — uchwyt do drutu, 14 — izolatory ceramiczne, 15 — sprężynka zamykająca

skop stereoskopowy (c) z oświetlaczem (d) oraz kolumna mikroskopowego posuwu pionowego (b). Właściwa część aparatu, a więc uchwyt drutu (e) oraz kolumna grzejna z grzejnikiem taśmowym zamknięte są pod kloszem szklanym (g). Kolumna grzejna jest zamocowana nieruchomo na podstawie stolika mikroskopu. Uchwyt drutu sprzężony jest poprzez kolumnę posuwu pionowego ze stolikiem manipulacyjnym mikroskopu i dzięki temu może być poruszany w dowolnym kierunku. Dla lepszej ilustracji część aparatu znajdującą się pod kloszem szklanym przedstawiono na rysunku 2.2, gdzie również podano objaśnienia poszczególnych elementów.

Proces wykonywania złącza eutektycznego za pomocą przedstawionego wyżej aparatu ma następujący przebieg. Po umieszczeniu płytki półprzewodnikowej na taśmie grzejnej (7) i drutu w uchwycie (13) ustala się wzajemne położenie tych elementów za pomocą stolika manipulacyjnego. Całość zamyka się szklanym kloszem (3) i po dokładnym „przepłukaniu” gazem obojętnym (np. N_2) ustala się pożądaną temperaturę grzejnika taśmowego mierząc ją za pomocą termoelementu (np. Pt-Pt/Rh). Obniżając kolumnę z uchwytem doprowadza się do zetknięcia drutu z płytką półprzewodnikową i zapoczątkowania stapiania złącza. Obserwację procesu ułatwia wchodzący w skład aparatu mikroskop stereoskopowy.

Ze względu na dokładność pomiaru temperatury bardzo istotne znaczenie ma sposób zamocowania termoelementu pod taśmą grzejną. W opisywanym urządzeniu termoelement umieszczono pod taśmą w sposób przedstawiony na rysunku 2.3.



Rys. 2.3. Sposób zamocowania termoelementu w urządzeniu do wykonywania złączy eutektycznych

3. AUTOMATYCZNA KONTROLA CZASU WYKONYWANIA ZŁĄCZ EUTEKTYCZNYCH

Powtarzalność właściwości mechanicznych i elektrycznych złączy eutektycznych jest funkcją powtarzalności procesu stopowego, podczas którego one powstają. Ten warunek wymaga stosowania układu elektronicznego pozwalającego na dokładną regulację czasu stapiania złączy. Prosty, a zarazem spełniający stawiane wymagania układ przedstawiono na rysunku 3.1.

Układ ten wykonano w oparciu o gotowy zegar fotograficzny produkcji P.P. Foto-Optyka (typ ZC-6L-B-3) oraz następujące zespoły dodatkowe: transformatory ($Tr2$ i $Tr3$), przekaźniki ($P1$ i $P3$), prostowniki selektywne w układzie Graetza ($PS1$ i $PS2$) oraz germanowy tranzystor warstwowy $n-p-n$ (TW6P).

Urządzenie do wykonywania złączy eutektycznych oraz część zasilającą to urządzenie przyłącza się do punktów A, B i C, D układu w sposób podany schematycznie na rysunku 3.2.

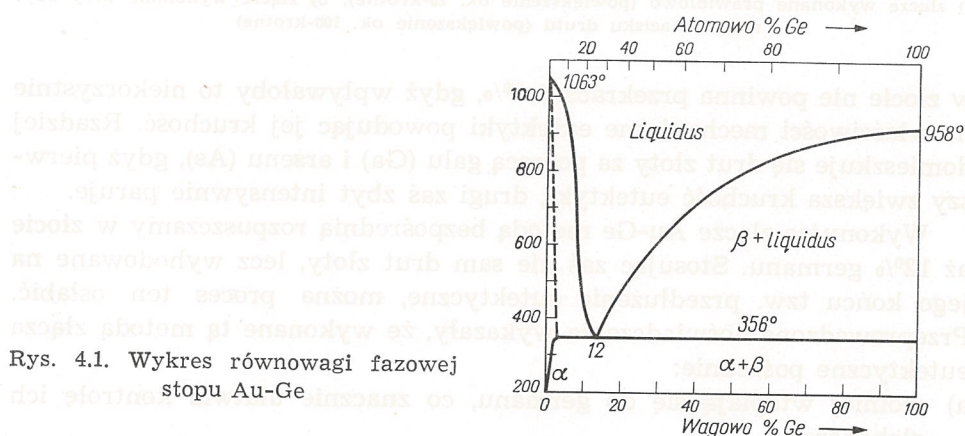
Po przygotowaniu zestawu płytka półprzewodnikowa-drut w urządzeniu do wykonywania złączy w ten sposób, że drut nie dotyka płytki, spro-

wadza się wyłącznik *wył.* 2 do pozycji 2, włączając tym samym zasilanie grzejnika taśmowego. Gdy grzejnik osiągnie pożądaną temperaturę, sprowadza się drut do styku z płytką, co powoduje zadziałanie przekaźnika P1, który z kolei uruchamia poprzez transformator Tr3 i układ Graetza PS2 przekaźnik P3. Przekaźnik P3 uruchamia następnie układ czasowy zegara fotograficznego. Długość czasu zgrzewania zależy od wartości oporu i kondensatora dołączonych równolegle pomiędzy siatką pierwszą a katodą pentody 6L31; ustala się go za pomocą pokrętła znajdującego się w zegarze.

4. ZŁĄCZA EUTEKTYCZNE ZŁOTO-GERMAN

4.1. Wprowadzenie

Złoto i german tworzą stop, którego wykres równowagi fazowej przedstawiono na rysunku 4.1 [4]. Zasadniczą cechą tego stopu jest niska temperatura eutektyki ($T_{eut} = 356^\circ\text{C}$) tworzonej przez 12% germanu roz-

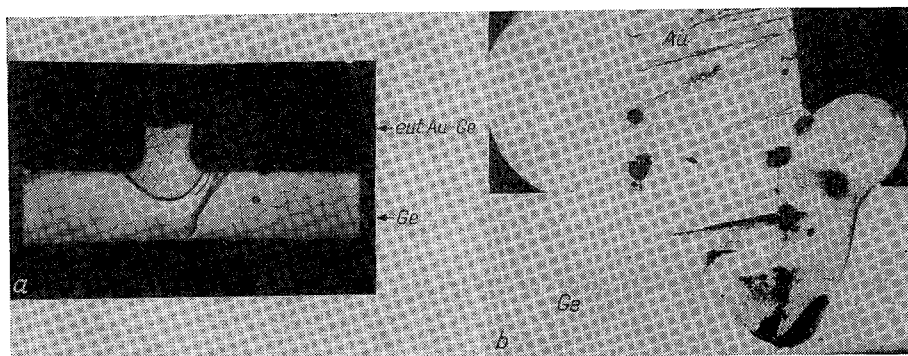


Rys. 4.1. Wykres równowagi fazowej stopu Au-Ge

puszczonego w 88% złota. Ta właściwość stopu Au-Ge została już wykorzystana w technologii przyrządów półprzewodnikowych do wykonywania złącz eutektycznych metodą bezpośrednią, znaną pod nazwą „bonding”.

Stapianie złota z germanem zachodzi bardzo szybko i w związku z tym nie może tu być mowy o dokładnej kontroli procesu. W rezultacie otrzymuje się złącza głębokie i o przekroju zazwyczaj półkolistym (rys. 4.2a), często zaś gdy nacisk drutu na german jest zbyt duży, złącza takie są bardzo nieregularne (rys. 4.2b). Jednakże dzięki swej prostocie technika złącz eutektycznych bezpośrednich jest chętnie wykorzystywana w technologii przyrządów półprzewodnikowych, czy to do wykonywania omowych połączeń baz w tranzystorach wyciąganych, czy też do wykonywania złącz

p-n w diodach znanych pod nazwą „gold-bonded”. Oczywiście w każdym z tych przypadków drut złoty musi zawierać odpowiednie domieszki, tak aby w pierwszym przypadku wytworzył kontakt omowy, w drugim złącze p-n. Stosowanymi zazwyczaj domieszkami są antymon (Sb) (V grupa układu periodycznego) i ind (In) (III g.u.p.). Zawartość tych pierwiastków



Rys. 4.2. Przekroje złączy eutektycznych Au-Ge wykonanych techniką bezpośrednią
a) złącze wykonane prawidłowo (powiększenie ok. 25-krotne), b) złącze wykonane przy zbyt silnym nacisku drutu (powiększenie ok. 100-krotne)

w złocie nie powinna przekraczać 1%, gdyż wpływałoby to niekorzystnie na właściwości mechaniczne eutektyki powodując jej kruchość. Rzadziej domieszkuje się drut złoty za pomocą galu (Ga) i arsenu (As), gdyż pierwszy zwiększa kruchość eutektyki, drugi zaś zbyt intensywnie paruje.

Wykonując złącze Au-Ge metodą bezpośrednią rozpuszczamy w złocie aż 12% germanu. Stosując zaś nie sam drut złoty, lecz wyhodowane na jego końcu tzw. przedłużenie eutektyczne, można proces ten osłabić. Przeprowadzone doświadczenia wykazały, że wykonane tą metodą złącza eutektyczne pośrednie:

- wolniej wtapiają się do germanu, co znacznie ułatwia kontrolę ich głębokości,
- posiadają lepszy kształt, gdyż wtapiają się równolegle do płaszczyzny krystalizacji germanu,
- posiadają takie same właściwości elektryczne jak złącza eutektyczne bezpośrednie.

4.2. Złącza eutektyczne pośrednie Au-Ge

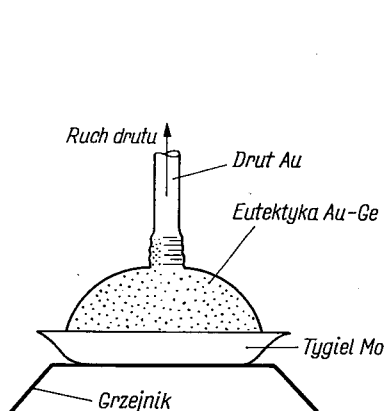
a) Przygotowanie drutu z przedłużeniem eutektycznym

Przedłużenia eutektyczne na drucie Au wykonuje się w urządzeniu opisanym w rozdz. 2. Eutektykę złoto-german umieszcza się w tygielku molibdenowym na piecyku taśmowym i posługując się posuwem pionowym zanurza się w niej koniec drutu Au. Następnie przez powolne „wy-

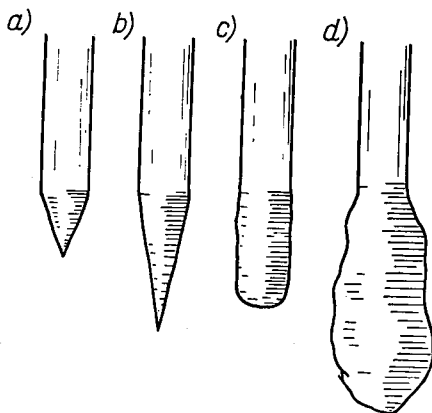
ciąganie" (przesuwanie ku górze) drutu Au powoduje się stopniowe „zamrażanie” eutektyki na końcu drutu. Proces ten zilustrowano schematycznie na rysunku 4.3.

Najistotniejszym w tym procesie czynnikiem jest odpowiednia kontrola temperatury stopu Au-Ge. Jeśli temperatura ta jest za wysoka, to na drucie Au pozostanie tylko niewielka część eutektyki w formie stożka (rys. 4.4a).

W miarę obniżania temperatury stożek ten będzie wydłużał się (rys. 4.4b), aż wreszcie w temperaturze ok. 360°C otrzymamy przedłużenie



Rys. 4.3. Schemat procesu wykonywania przedłużeń eutektycznych



Rys. 4.4. Druty Au z przedłużeniami eutektycznymi wykonanymi w zbyt wysokiej (a, b), prawidłowej (c) i zbyt niskiej (d) temperaturze

eutektyczne o kształcie optymalnym (rys. 4.4c). Dalsze obniżanie temperatury powoduje zbyt szybkie zamrażanie eutektyki i w rezultacie przedłużenie ma kształt jak na rys. 4.4d.

Do wykonania złącza eutektycznego wystarczy stosunkowo krótkie przedłużenie (o długości równej $1\div 2$ średnic drutu), które odcina się od stopu podwyższając nagle temperaturę piecyka lub szybko unosząc drut.

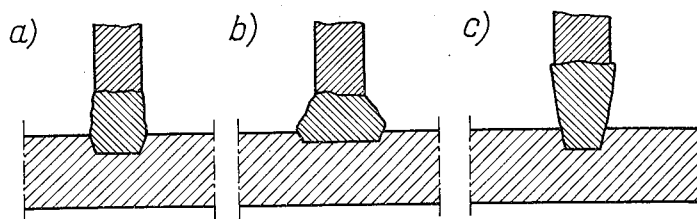
Aby zapobiec utlenianiu się germanu, przedłużenia eutektyczne jak również i właściwe złącza wykonuje się w atmosferze suchego wodoru doprowadzanego pod klosz z prędkością ok. 2 l/minutę .

b) Wykonywanie złącz

Po wykonaniu przedłużenia eutektycznego, ochłodzeniu i zdjęciu tygla ze stopem Au-Ge, umieszcza się na piecyku taśmowym płytkę germanową. Następnie włącza się grzejnik i po osiągnięciu odpowiedniej temperatury opuszcza drut Au z przedłużeniem eutektycznym do styku z płytką.

Czynność ta musi być wykonana bardzo delikatnie, aby zapobiec deformacji złącza (rys. 4.5b i 4.5c). Przy zastosowaniu prawidłowego naci-

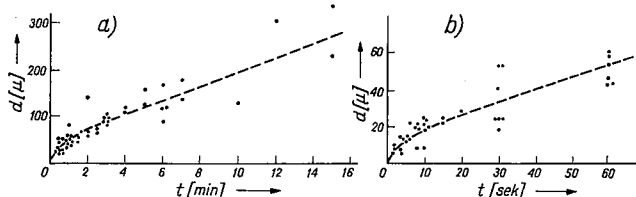
sku (rys. 4.5a) otrzymuje się złącze o średnicy równej w przybliżeniu średnicy drutu Au. Czas procesu zgrzewania złącza ustala się za pomocą wyłącznika czasowego opisanego w rozdziale 3.



Rys. 4.5. Kształt złączy eutektycznych przy zastosowaniu prawidłowego (a), zbyt silnego (b) i zbyt słabego (c) nacisku w trakcie procesu stapiania

c) Wyniki badań technologicznych

Stosując eutektykę Au-Ge z domieszką około 0,2% Sb wykonano szereg złączy i pomierzono ich głębokości w germanie w funkcji czasu i temperatury stapiania. Stwierdzono, że wpływ temperatury zmienianej w granicach od 356°C do 500°C jest do pominięcia. Przyczyną tego jest duże nachylenie charakterystyki stopu Au-Ge w okolicy eutektyki, gdzie bardzo dużym zmianom temperatury odpowiadają nieznaczne zmiany składu stopu. Przebieg zależności głębokości złączy w funkcji czasu przedstawiono na rys. 4.6. Otrzymany wynik wykazuje, że prędkość penetracji



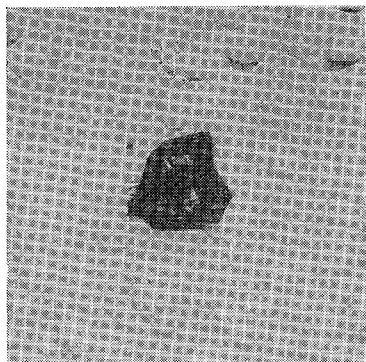
Rys. 4.6. Zależność głębokości d złączy eutektycznych pośrednich Au-Ge w funkcji czasu stapiania

Linia przerywana — przebieg średni, a) $t = 0 \div 60$ sek, b) $t = 0 \div 15$ min

tych złączy w głąb germanu jest wielokrotnie mniejsza niż w przypadku złączy wykonywanych metodą bezpośrednią. Przebieg $d = f(t)$ (rys. 4.6) jest nieliniowy i posiada duże nachylenie w zakresie krótkich czasów. Nieliniowość tę można tłumaczyć następująco.

Założmy, że german jest rozpuszczany w eutektyce ze stałą prędkością. Gdyby german i eutektyka Au-Ge zaczynały się stapiać od razu na całej powierzchni złącza, to jego penetracja w głąb płytki byłaby liniową funkcją czasu. Jednakże ten przypadek nie zachodzi i eutektyka zaczyna rozpuszczać german od środka złącza (rys. 4.7). Dlatego też w pierwszej chwili mamy do czynienia z gwałtowną penetracją eutektyki w głąb płyt-

ki, osłabianą stopniowo w miarę rozszerzania się stopionej powierzchni. Mniej więcej po 2 minutach następuje zrównanie się powierzchni stopionego germanu z powierzchnią złącza. Dalsza szybkość penetracji jest stała i zależy już tylko od rozmiary atomów Au i Ge poprzez eutektykę.



Rys. 4.7. Powierzchnia stopienia złącza eutektycznego pośredniego Au-Ge po ok. 15 sekundach (powiększenie ok. 180-krotne)

Złącza eutektyczne wykonane metodą pośrednią mają kształt regularny o płaskim czole, równoległym do płaszczyzny krystalizacji [111] germanu (rys. 4.8).

Rozrzut punktów na wykresie z rys. 4.6 spowodowany jest głównie niedokładną orientacją krystalograficzną płytek germanowych. Czoło złącza eutektycznego wykonanego metodą pośrednią jest równoległe do płaszczyzny krystalizacji [111] germanu, zaś głębokość mierzono zawsze od powierzchni do najgłębszego punktu wewnątrz płytki.

d) Wyniki badań elektrycznych

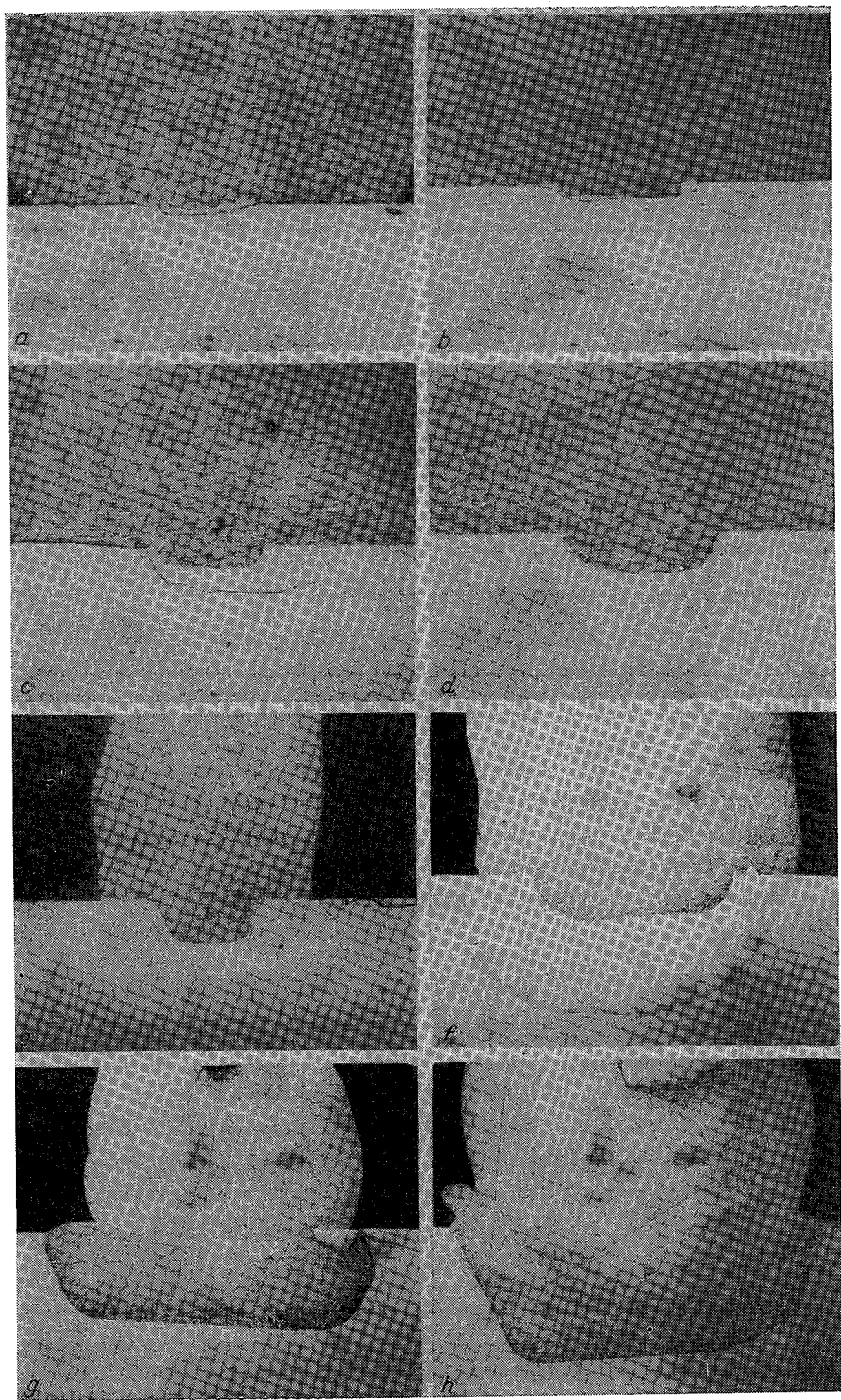
Zbadano i porównano ze sobą właściwości elektryczne złącz eutektycznych wykonanych obydwojema metodami — bezpośrednią i pośrednią:

W pierwszym przypadku (metoda bezpośrednia) złącza stapiano w temperaturze $T = 400^{\circ}\text{C}$ i w czasie $t = 2\div 3$ sek. W drugim zaś wybrano temperaturę $T = 360^{\circ}\text{C}$ i czas $t = 3$ min, ponieważ znaleziono, że w tych warunkach uzyskuje się złącza mniej więcej o tym samym rozmiarze.

Bazy lutowano za pomocą indu lub stopu eutektycznego Pb-Sb-Sn, w zależności od typu germanu.

a) Złącza L-H

Wykonując złącza L-H metodą bezpośrednią użyto drutu Au z domieszką 1% antymonu w przypadku złącza N^+-N oraz 1% galu w przypadku złącz P^+-P . W przypadku zaś metody pośredniej zastosowano eutektykę Au-Ge z domieszką 0,2% antymonu do wykonania złącz N^+-N i 0,1% galu do wykonania złącz P^+-P . Stwierdzono całkowitą zgodność wartości oporu dla obydwu rodzajów złącz eutektycznych, pokrywającą



Rys. 4.8. Przekroje złącz eutektycznych pośrednich Au-Ge

Przekrój	a	b	c	d	e	f	g	h
Czas zgrzewania (sek)	2	4	8	15	30	60	180	360
Powiększenie	ok. 240-krotne				ok. 100-krotne			

się w zakresie przebiegu liniowego z podaną przez Valdesa [5] wartością teoretyczną (rys. 4.9):

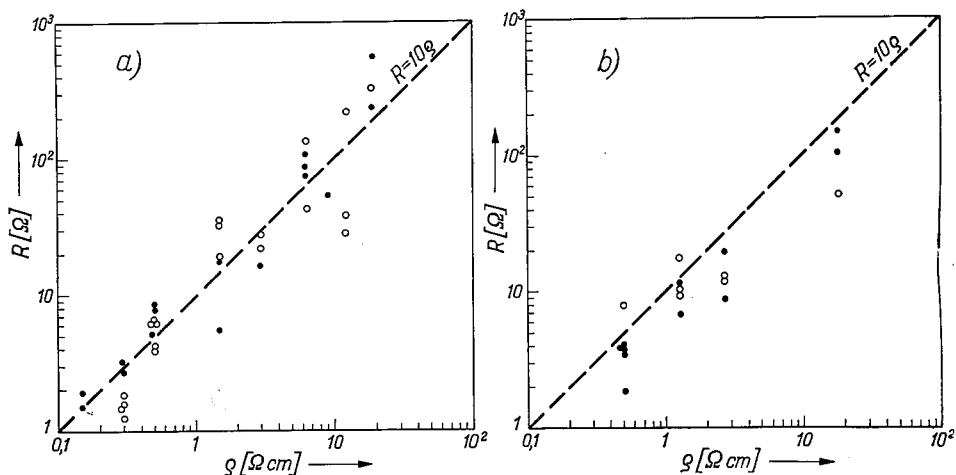
$$R = \frac{\varrho}{2\pi r},$$

gdzie:

ϱ — oporność właściwa germanu (Ωcm)

$2r$ — średnica kontaktu (cm).

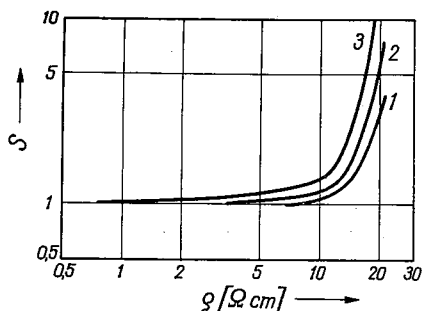
Na podstawie pomiarów przekrojów przyjęto $2r \approx 0,03$ cm, co daje w rezultacie $R \approx 10 \varrho$.



Rys. 4.9. Zależność oporu złączy eutektycznych L—H w funkcji oporności właściwej germanu: a) złącza N—N⁺, b) złącza P—P⁺

Kółka zaczerńnione — złącza eutektyczne bezpośrednie, kółka nie zaczerńnione — złącza eutektyczne pośrednie

Zbadano w funkcji oporności właściwej germanu nieliniowość kontaktów N⁺-N i stwierdzono, że nawet dla małych gęstości prądów należy ją brać pod uwagę już przy opornościach germanu rzędu kilku Ωcm (rys. 4.10).



Rys. 4.10. Zależność stosunku oporów kontaktów w kierunku dodatniej i ujemnej

polaryzacji $S = \frac{R_+}{R_-}$ od oporności właściwej germanu

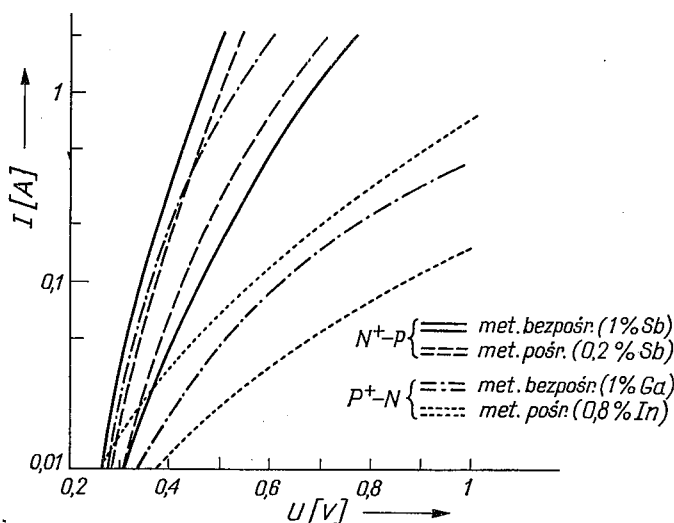
Krzywa 1 — $i \approx 2$ A/cm², krzywa 2 — $i \approx 6$ A/cm², krzywa 3 — $i \approx 20$ A/cm²

β) Złącza P-N

Złącza N⁺-P wykonano stosując odpowiednio drut złoty z domieszką 1% antymonu (metoda bezp.) oraz eutektykę Au-Ge z domieszką 0,2% antymonu (metoda pośr.).

W przypadku kontaktów P⁺-N zastosowano drut złoty z domieszką 1% galu (metoda bezp.) oraz eutektykę Au-Ge domieszkowaną 0,8% indu (metoda pośr.).

Nie udało się natomiast wykonać kontaktów eutektycznych metodą pośrednią przy użyciu eutektyki domieszkowanej galem, ze względu na jej dużą kruchość.



Rys. 4.11. Pola przebiegu charakterystyk przewodzenia złącz N⁺-P i P⁺-N

Stwierdzono, że ze względu na charakterystyki przewodzenia (rys. 4.11) lepszą domieszką w przypadku złącz P⁺-N jest gal. Charakterystyki złącz domieszkowanych tym pierwiastkiem mają duże nachylenie, zaś ich napięcia wsteczne mierzone dla różnych oporności właściwych germanu (porównywalne) są zgodne z wartościami teoretycznymi wyliczonymi na podstawie zależności $U_w = C \cdot N^{-0,64}$ podanej przez Wuła [6], gdzie:

$$C = 4,8 \cdot 10^{11} = \text{const},$$

N — koncentracja atomów domieszki.

W przypadku złącz N⁺-P nie przeprowadzono dostatecznej ilości prób ze względu na brak odpowiedniego germanu. Stwierdzono jedynie, że charakterystyki przewodzenia tych złącz pokrywają się i co do jakości nie są gorsze od charakterystyk kontaktów P⁺-N, w których stosowano Ga.

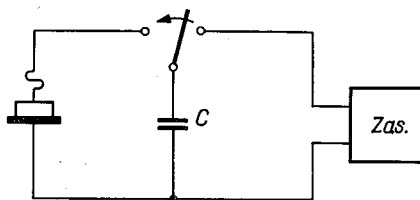
Biorąc pod uwagę właściwości mechaniczne złącz eutektycznych wykonywanych metodą pośrednią, możemy stwierdzić, że nie ustępują one złączom wykonywanym przez bezpośrednie wtapianie domieszkowanego drutu Au do germanu, z wyjątkiem domieszkowanych galem. Te ostatnie są bardzo kruche i w tej formie nie mogą być wykorzystane w technologii przyrządów półprzewodnikowych.

Złącza eutektyczne wykonywane metodą pośrednią mają trzy bardzo poważne zalety:

- 1) mają regularny kształt,
 - 2) pozwalają na dobrą kontrolę ich głębokości,
 - 3) mogą być wykonywane w stosunkowo niskiej temperaturze — kilka stopni powyżej temperatury eutektyki,
- i dzięki temu mogą być szeroko wykorzystane w technologii przyrządów półprzewodnikowych, np. jako kontakty do warstw dyfuzyjnych.

4.3. Złącza eutektyczne pośrednie Au-Ge o małych powierzchniach

Technika eutektyki pośredniej pozwala również na wykonywanie złącz o bardzo małej powierzchni i głębokości. W tym przypadku wykorzystuje się przedłużenia eutektyczne stożkowe, takie jak na rysunku 4.4b i doko-



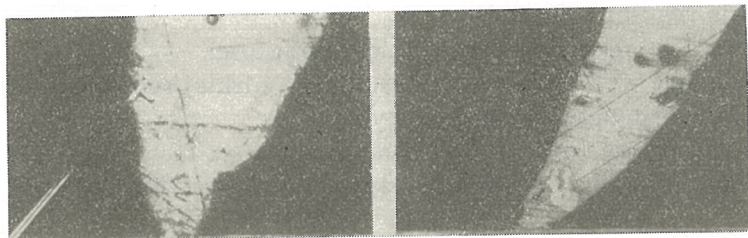
Rys. 4.12. Układ z kondensatorem do wykonywania złącz eutektycznych Au-Ge o małych powierzchniach

nuje się stapiania za pomocą krótkich impulsów prądowych. Regulacji czasu stapiania można w tym przypadku dokonać bądź za pomocą odpowiedniego układu elektronowego wyłącznika czasowego (np. takiego jak w rozdz. 3), bądź też w układzie rozładowania kondensatora (rys. 4.12).

Przy odpowiednim doborze wartości nacisku ostrza eutektycznego na powierzchnię płytki germanowej oraz wartości impulsu prądu „formującego” można tą drogą uzyskać złącza niemal powierzchniowe, o bardzo małej średnicy, co widać na przykładzie przekrojów podanych na rysunku 4.13. Doboru nacisku ostrza eutektycznego oraz wartości impulsu prądu dokonuje się na drodze eksperymentalnej. W przypadku opisywanych przekrojów pojemność w obwodzie z rysunku 4.12 wynosiła 50 nF, napięcie 170 V. Drut z ostrzem eutektycznym był wykonany w postaci sprężynki o kształcie litery S, zaś nacisk dobierano w ten sposób, że po zetknięciu się ostrza eutektycznego z powierzchnią płytki półprzewodnikowej obniżano dodatkowo uchwyt drutu o około 20 μ .

Zbyt silny nacisk ostrza eutektycznego lub zbyt duża wartość impulsu prądu powodują odkształcenia złącza od prawidłowej formy podanej na rysunku 4.13 — uzyskuje się wówczas złącza np. takie jak na rysunku 4.14.

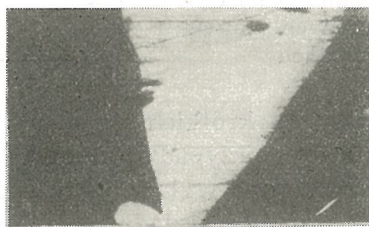
Złącza eutektyczne pośrednie o małych powierzchniach wykazują bardzo dobre właściwości mechaniczne i są nieporównywalnie trwalsze niż formowane złącza ostrzowe german-brąz fosforowy lub german-wolfram.



Rys. 4.13. Przekroje złącz eutektycznych pośrednich o małych powierzchniach (powiększenie ok. 270-krotne)

Dowodem tego jest fakt, iż mogą być one najpierw wtopione do półprzewodnika, a następnie dopiero dolutowane do odprowadzeń, co w przypadku złącz ostrzowych zwykłych jest niemożliwe.

Oderwanie złącza eutektycznego pośredniego o małej powierzchni od płytki półprzewodnika powoduje powstanie wyrwy w płytce o średnicy nieco większej niż średnica złącza. Świadczy to niewątpliwie o dobrym stapianiu się eutektyki ostrza z płytką.



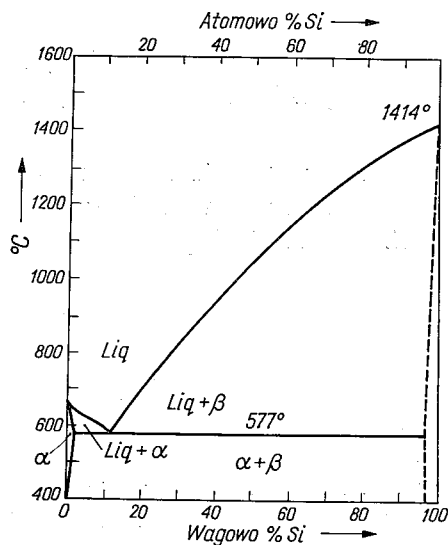
Rys. 4.14. Przekrój złącza eutektycznego pośredniego o małej powierzchni, wykonanego nieprawidłowo (zbyt duży nacisk) (powiększenie ok. 270-krotne)

Opisywane złącza eutektyczne odznaczają się również dobrymi właściwościami elektrycznymi. Przeprowadzono pomiary napięć wstecznych i współczynników prostowania kilku złącz wykonanych przy użyciu germanu typu n o porności $0,6 \Omega\text{cm}$ i eutektyki Ge-Au-Ga. Uzyskane wartości współczynnika prostowania k_p , określanego jako stosunek oporu złącza spolaryzowanego w kierunku wstecznym do oporu przewodzenia, mierzonego przy tym samym napięciu $1,5 \text{ V}$, zawierały się w przedziale od $14 \cdot 10^3$ do $90 \cdot 10^3$.

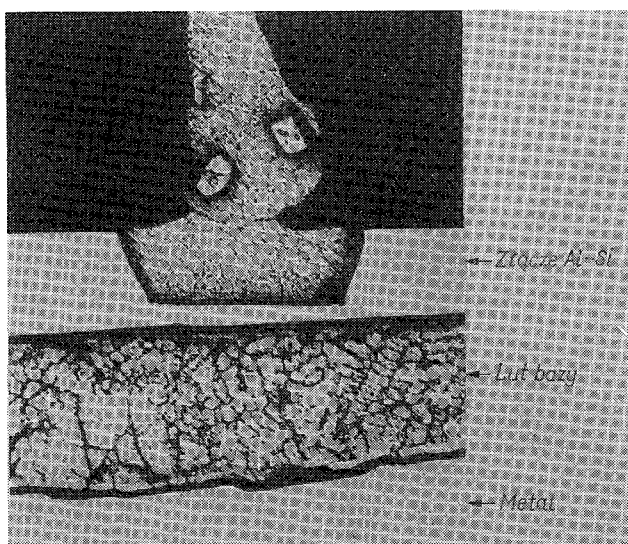
5. ZŁĄCZA EUTEKTYCZNE ALUMINIUM-KRZEM

5.1. Wprowadzenie

Aluminium i krzem tworzą stop, którego wykres równowagi fazowej przedstawiono na rys. 5.1 [4]. Niska temperatura eutektyki ($T_{eut.} = 557^{\circ}\text{C}$) jak i mała zawartość krzemu w eutektyce (tylko 12%) stwarzają dogodne warunki wykonywania złączy eutektycznych Al-Si.



Rys. 5.1. Wykres równowagi fazowej stopu Al-Si



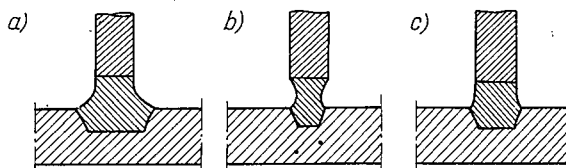
Rys. 5.2. Złącze eutektyczne Al-Si

W przeciwieństwie do złącz złoto-german, złącza eutektyczne bezpośrednie Al-Si mają bardzo regularny kształt (rys. 5.2) i nieco wolniej penetrują w głąb krzemu w procesie stapiania. Wykazują one również bardzo dobre właściwości mechaniczne, co zawdzięcza się miękkości drutu aluminium, gdyż sama eutektyka Al-Si jest bardzo krucha (bardziej niż eutektyka Au-Ge).

Dzięki swoim właściwościom mechanicznym i elektrycznym złącza eutektyczne Al-Si znalazły zastosowanie w diodach półprzewodnikowych, szczególnie zaś w diodach o krótkich czasach przełączania [1].

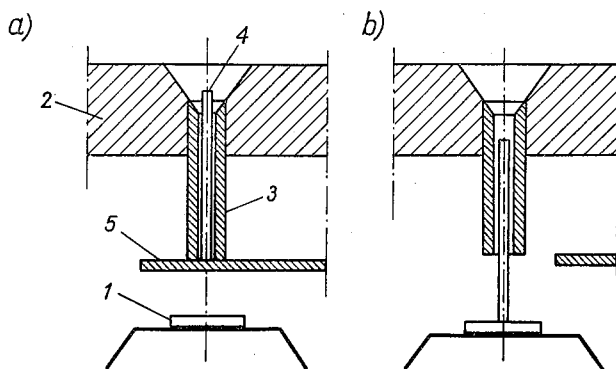
5.2. Złącza eutektyczne bezpośrednie Al-Si wykonywane metodą swobodnego nacisku drutu

Ręczna regulacja nacisku drutu na płytkę półprzewodnikową w procesie wykonywania eutektycznych złącz Al-Si napotyka na pewne trudności. Przy zbyt silnym nacisku następuje „rozlanie się” złącza (rys. 5.3a),



Rys. 5.3. Kształt złącz eutektycznych Al-Si wykonanych przy zbyt silnym (a), za słabym (b) i prawidłowym (c) nacisku drutu Al

przy słabym zaś przewężenie eutektyki pomiędzy płytką a drutem (rys. 5.3b). W obu przypadkach uniemożliwia to dokładną kontrolę głębokości wtopienia złącz, zaś występujące przy słabym nacisku przewężenie eutektyki zmniejsza mechaniczną wytrzymałość złącza. Dlatego też w procesie



Rys. 5.4. Schemat konstrukcji i działania urządzenia do wykonywania złącz eutektycznych metodą nacisku swobodnego

wykonywania bezpośrednich złącz eutektycznych Al-Si wygodnie jest posługiwać się metodą swobodnego nacisku drutu.

Metoda ta opiera się na wykorzystaniu ciężaru wtapianego drutu aluminium w płytkę krzemową jako jedyne go nacisku w procesie stapiania złącza. Zasade wykonywania tą metodą złącza eutektycznego bezpośredniego zilustrowano na rysunku 5.4.

Płytkę krzemową (1) umieszczona jest na taśmie grzejnej aparatu do wykonywania złącz. Nad środkiem płytki i prostopadle do niej ustawiona jest w obudowie (2) prowadnica (3) o kalibrowanym przekroju i dużej gładkości ścianek. W prowadnicy umieszczony jest drucik aluminiowy (4) o odpowiedniej długości. Od strony płytki krzemowej prowadnica zamknięta jest za pomocą urządzenia zapadkowego (5) zabezpieczającego drucik Al przed wypadnięciem.

W chwili gdy płytkę krzemową osiąga temperaturę nieco wyższą od eutektycznej, urządzenie zapadkowe zwalnia drucik aluminiowy, który pod własnym ciężarem opada i punktowo styka się z płytką krzemową (rys. 5.4b). Dalszy proces przebiega samoczynnie, zaś czas stapiania jest regulowany za pomocą wyłącznika elektronicznego opisanego w rozdz. 3.

Przytoczona wyżej metoda eliminuje wpływy zewnętrznych nacisków mechanicznych w procesie, powodujących szkodliwe naprężenia i wady stopowe w strefie eutektyki Al-Si. Zapewnia ona powtarzalność procesu stopowego, znacznie go upraszcza i zmniejsza odpad w produkcji złącz.

5.3. Uwagi dotyczące technologii płytek Si i drutu Al

Podstawowym warunkiem uzyskania prawidłowych złącz eutektycznych Al-Si jest zachowanie jak największej czystości wszystkich operacji technologicznych. Jak wykazuje praktyka, przestrzeganie tej zasady pozwala na wykonywanie złącz P^+-N aluminium-krzem o bardzo małych prądach wstecznych tak, że zbędna jest jakakolwiek końcowa obróbka chemiczna złącz.

Ważnym czynnikiem w procesie wykonywania złącz Al-Si jest odpowiednie przygotowanie płytek krzemowych i drucików Al. Dla zachowania powtarzalności procesu płytki krzemowe powinny mieć jednakową grubość (aby temperatura stapiania złącza była zawsze taka sama) oraz gładką i czystą powierzchnię. Dobre rezultaty uzyskuje się przy trawieniu płytek Si w mieszaninie kwasów o następującym składzie:

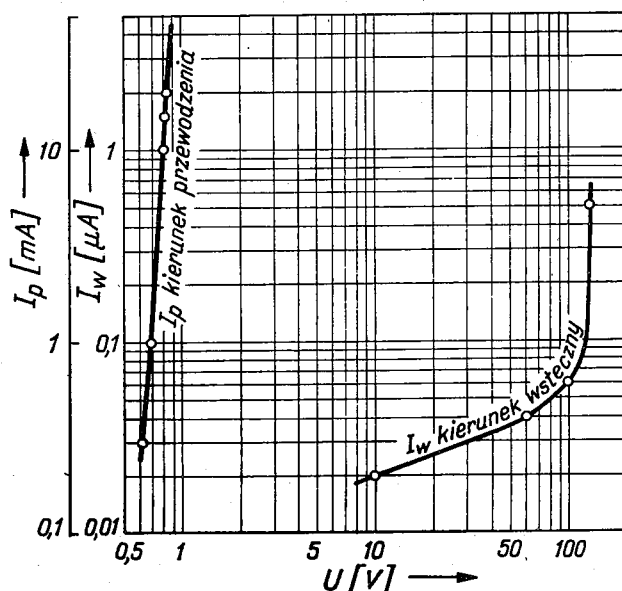
46 cm³ kwasu azotowego cz.d.a. + 30 cm³ kwasu fluorowodorowego cz.d.a. + 23 cm³ kwasu octowego lodowatego cz.d.a., podgrzanej do temperatury ok. 35°C.

Pręty Al sp.cz. przeciąga się łatwo na drut o średnicy 0,3 mm. Dalszego ścielenia drutu dokonuje się za pomocą trawienia chemicznego w mieszaninie o składzie: 25 cm³ kwasu siarkowego + 70 cm³ kwasu ortofosfo-

rowego + 5 cm³ kwasu azotowego, podgrzanej do temperatury około 85°C. Otrzymany w ten sposób drut Al ma bardzo gładką powierzchnię, a przeprowadzona kontrola średnicy wykazała odchylenie mniejsze od 10% przy końcowej średnicy drutu 100 μ .

5.4. Właściwości elektryczne złącz eutektycznych Al-Si

Opierając się na podanej wyżej metodzie wykonywania złącz eutektycznych bezpośrednich aluminium-krzem opracowano technologię diod Al-Si o krótkich czasach przełączania [1]. Przebieg typowej charakterystyki statycznej takiej diody przedstawiono na rysunku 5.5. Diody szybkie Al-Si odznaczają się stosunkowo małą opornością w kierunku prze-



Rys. 5.5. Charakterystyka statyczna diody Al-Si ze złączem eutektycznym (I_p — prąd w kierunku przewodzenia, I_w — prąd w kierunku wstecznym)

wodzenia i bardzo dużą opornością w kierunku wstecznym. Na podstawie pomiarów statycznych przeprowadzonych na kilkuset egzemplarzach takich diod stwierdzono, że:

- a) spadek napięcia na diodzie przy przepływie prądu przewodzenia 20 mA wynosi 0,75÷0,9 V;
- b) prąd wsteczny przy polaryzacji napięciem 30 V wynosi 0,2÷0,6 μ A;
- c) diody oznaczają się bardzo krótkimi czasami przełączania, wynoszącymi około 50 ns przy przełączaniu ich z prądu przewodzenia o wartości +15 mA do napięcia wstecznego o wartości -30 V na oporze obciążenia $R_0 = 100 \Omega$.

6. WNIOSKI KOŃCOWE

Złącza eutektyczne są pewną szczególną odmianą złącz stopowych. Wykonuje się je w temperaturze bliskiej temperatury eutektyki metal-półprzewodnik, co powoduje, że obszar półprzewodnika rekrytalizowanego w złączach eutektycznych jest w przeciwieństwie do złącz stopowych bardzo cienki i to stanowi zasadniczą różnicę pomiędzy nimi.

Z technologicznego punktu widzenia złącza eutektyczne mają szereg zalet w stosunku do złącz stopowych. Są nimi:

- 1) Znacznie niższa temperatura procesu stapiania.
- 2) Prostota wykonania. W przypadku złącz stopowych metal musi być przygotowany w postaci kulek lub krążków, przy czym dokładność wykonania złącz zależy m.in. od dokładności wykonania tych elementów. W przypadku złącz eutektycznych stosuje się drut, w którym znacznie łatwiej utrzymać dokładność wymiarów.
- 3) Możliwość wykonywania złącz o znacznie mniejszych powierzchniach.
- 4) Możliwość uzyskiwania złącza i odprowadzenia w jednym procesie stopowym, co znacznie upraszcza technologię przyrządu półprzewodnikowego.
- 5) Możliwość wykonywania złącz płytkich oraz złącz do trudnotopliwych półprzewodników przy zastosowaniu przedłużeń eutektycznych.
- 6) Możliwość wykonywania złącz o bardzo małych powierzchniach przy zastosowaniu przedłużeń eutektycznych wykonanych w formie stożkowej.
- 7) Możliwość wizualnej kontroli procesu stapiania.

Zachowanie dokładności regulacji temperatury, czasu stapiania oraz wykonywanie złącz eutektycznych metodą swobodnego nacisku drutu zapewnia wysoką powtarzalność procesu, co stwierdzono na przykładzie złącz Al-Si.

Instytut Podstawowych Problemów Techniki PAN

WYKAZ LITERATURY

1. Pułtorak J., Modrzejewski A.: Dioda krzemowa Al-Si o krótkim czasie przełączania. — Arch. Elektrotechn., 1962, tom XI, zeszyt 1, str. 187.
2. Transistor Technology. D. van Nostrand Co., New York 1958, v. 1, cz. 1.
3. Pułtorak J.: Kontakty eutektyczne złoto-german. — Arch. Elektrotechn., 1960, tom IX, zeszyt 2, str. 281.
4. Smithells C. J.: Metals Reference Book. Butterworth Scientific Publications, London 1955.
5. Valdes L. B.: Effect of Electrode Spacing on the Equivalent Base Resistance of Point — Contact Transistors. — PIRE, v. 40, 1952.
6. Wuł B. M.: O prąboje pieriechodnych słojew w połuprowodnikach. — Ż. T. F., tom 27, 1956, str. 2303.

J. PUŁTORAK

EUTECTICAL JUNCTIONS IN Ge AND Si

Summary

In the paper are described different techniques of making eutectical metal-semiconductor junctions. The description of technological and controll equipment used for Au-Ge and Al-Si junctions fabrication is made. Obtained results of investigations are discussed.

J. PUŁTORAK

JONCTIONS EUTECTIQUES DANS Ge ET Si

Résumé

On présente quelques méthodes de fabrication des jonctions eutectiques métal-semiconducteur. On décrit l'appareillage de fabrication et de contrôle utilisé pour la fabrication des jonctions du type Au-Ge et Al-Si et les résultats des études expérimentales.

J. PUŁTORAK

EUTEKTIKSPERRSCHICHTEN IN Ge UND Si

Zusammenfassung

In dem Aufsatz wurde verschiedene Technik zur Ausführung der Eutektiksperrschichten besprechen. Die Beschreibung der technologischen Apparatur und der Kontroll-Geräte wurde begeben. Die Ergebnisse der Untersuchungen der Au-Ge und Al-Si Sperrschichten wurde besprochen.

Е. ПУЛТОРАК

ЭВТЕКТИЧЕСКИЕ КОНТАКТЫ в Ge и Si

Резюме

В работе рассматриваются разные технические методы изготовления эвтектических контактов металл-полупроводник. Описана также употребляемая технологическая и контрольная аппаратура. В заключении обсуждено результаты исследований контактов Au — Ge и Al — Si.

JERZY KLAMKA

Diody krzemowe dużej mocy

Rękopis dostarczono 2.3.1964

W artykule przedstawiono wyniki pracy doświadczalnej autora dotyczącej krzemowych diod mocy. Podano technologię złącza $p-n$ o dużej powierzchni wykonanego przez wtopienie aluminium do krzemu typu n oraz konstrukcję diod o prądzie wyprostowanym 10, 60 i 120 A (wartość średnia). Maksymalne napięcia wsteczne tych diod osiągają wartość 1800 V (dla oporności właściwej krzemu $180 \Omega \text{cm}$).

W części końcowej podano właściwości elektryczne i przykłady zastosowań krzemowych diod mocy.

1. ZŁĄCZA $P-N$ O DUŻEJ POWIERZCHNI

Spośród wielu sposobów wykonywania złącz $p-n$ zaledwie tylko dwie metody są wykorzystywane do produkcji złącz o dużej powierzchni przeznaczonych dla diod mocy. Są to metody stopowa i dyfuzyjna.

W masowej produkcji diod dużej mocy najbardziej rozpowszechniona jest dotychczas metoda stopowa. Wynika to z następujących powodów [1]:

1. Względnie niska temperatura wykonywania (stapiania) złącza, która jest niższa o $300\text{--}400^\circ\text{C}$ w stosunku do temperatury stosowanej w metodzie dyfuzyjnej.

2. Duża prostota procesu technologicznego. Kompletnie złącze wykonuje się jednocześnie przy jednorazowym wygrzewaniu.

3. Łatwa technologia styków.

Technologia stopowych złącz $p-n$ w krzemie nie jest pozbawiona szeregu trudności związanych z doбором odpowiednich materiałów łączonych z krzemem. Z uwagi na wymagania stawiane diodzie krzemowej, jak trwałość mechaniczna i elektryczna, stabilność oraz łatwy montaż, stosowany materiał domieszkowy powinien spełniać następujące warunki [2]:

- 1) topić się w możliwie niskiej temperaturze, poniżej temperatury topnienia krzemu,

- 2) zwilżać krzem oraz łączyć się z metalem elektrody diody,

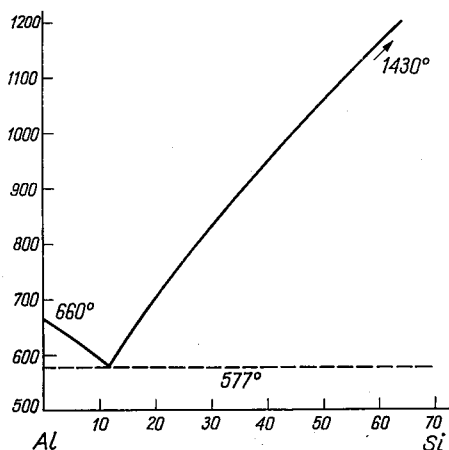
- 3) nie topić się w trakcie dalszych operacji cieplnych produkcyjnego cyklu diody,

- 4) posiadać niskie ciśnienie par we wszystkich temperaturach cyklu stapiania,

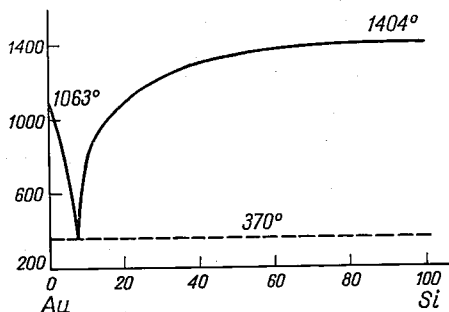
- 5) wykazywać dużą przewodność cieplną,

- 6) nie powodować naprężeń w krzemie.

Materiały najczęściej stosowane w technice stopowej, jak aluminium i złoto spełniają pierwszych pięć warunków; ich wykresy fazowe z krzemem podano na rys. 1 i 2 [3]. Złoto jest domieszkowane antymonem w ilościach 0,01÷0,1%. Czysty antymon nie może być stosowany ze względu na duże ciśnienie par.



Rys. 1. Wykres równowagi fazowej aluminium-krzem



Rys. 2. Wykres równowagi fazowej złoto-krzem

Aby spełnić ostatni z powyższych warunków, wymaga się, aby współczynnik rozszerzalności wtopionej warstwy domieszki był taki sam jak krzemu.

Eutektyka Al-Si ma punkt topnienia w 577°C, natomiast najniższa temperatura topnienia układu Au-Si wynosi 370°C. Oba stopy eutektyczne są kruche, a ich współczynniki rozszerzalności różnią się od współczynnika rozszerzalności krzemu. Aby zapobiec pęknięciom w obszarze wtopienia domieszki, stosuje się je w postaci cienkich folii.

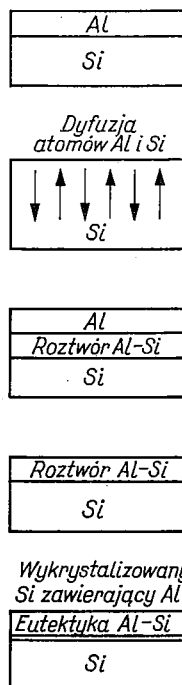
Aby otrzymać złącze *p-n*, wtapia się do krzemu odpowiednią domieszkę metaliczną, w zależności od jego typu przewodnictwa. Tak np. do krzemu typu *n* wtapia się zwykle aluminium, a do krzemu typu *p* wtapia się najczęściej złoto z domieszką antymonu. Te same metale stosuje się również jako niskoomowe nieprostujące styki do krzemu, wtapiając je w materiał o odwrotnym typie przewodnictwa (Al do Si typu *p*, Au z Sb do Si typu *n*).

Fazy procesu tworzenia złącza stopowego w krzemie z udziałem aluminium przedstawiono schematycznie na rys. 3.

Obecnie jest stosowana do produkcji złącz diod mocy również metoda dyfuzyjna. Technika ta jest bardzo rozwinięta, szczególnie w dziedzinie produkcji tranzystorowych złącz *p-n* w krzemie. Wytwarzanie złącz tym sposobem polega na wprowadzaniu do półprzewodnika domieszki najczęściej z fazy gazowej lub z warstwy naniesionej na jego powierzchnię.

Głębokość dyfuzji uzależniona jest od temperatury dyfuzji będącej w granicach $1200 \div 1300^\circ\text{C}$, czasu i stałej dyfuzji domieszki.

Wytwarzanie złącz metodą dyfuzji jest bardzo wygodne, gdyż sposób ten pozwala uzyskiwać złącza $p-n$ na żądanej głębokości w płytce krzemu.



Rys. 3. Przebieg procesu wtapiania aluminium do krzemu, w wyniku którego otrzymuje się złącze $p-n$

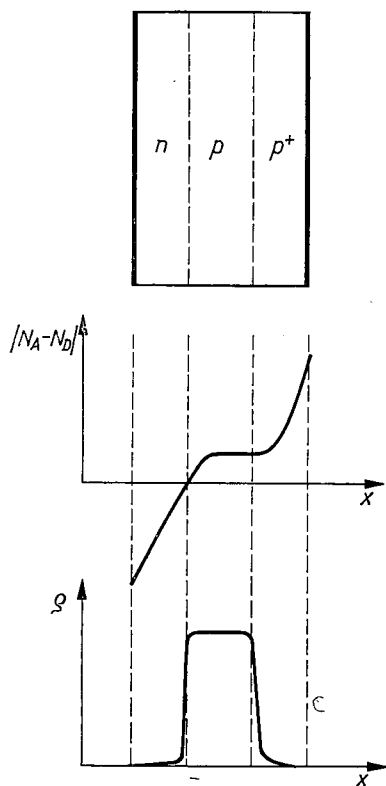
Można tu również otrzymać wiele złącz z jednej operacji dyfuzji przez pocięcie obszaru objętego dyfuzją na części o dowolnej wielkości. Otrzymane tą drogą złącza posiadają minimalny rozrzut parametrów.

Aby uzyskać złącze $p-n$ w krzemie typu n , można dyfundować bor, aluminium, gal, natomiast do krzemu typu p przeprowadza się dyfuzję fosforu, arsenu lub antymonu. W praktyce do produkcji złącz diodowych dyfunduje się najczęściej fosfor lub bor. Oba te pierwiastki odznaczają się dużą wartością stałej dyfuzji i w związku z tym czas dyfuzji jest względnie krótki do uzyskania złącza $p-n$ na określonej głębokości.

Złącza $p-n$ stosowane w diodach dużej mocy muszą odznaczać się małą opornością złącza dla polaryzacji w kierunku przewodzenia. W tym celu zmniejsza się oporność płytki półprzewodnika po przeciwnej stronie złącza przez wprowadzanie do tego obszaru domieszki zwiększającej lokalnie przewodność.

W celu przylutowania elektrod po obu stronach złącza, powierzchnię krzemu pokrywa się warstwą metaliczną (złoto, nikiel, miedź), którą nanosi się elektrolitycznie lub tzw. metodą „bezprądową” (osadzanie chemiczne).

Dyfuzyjne złącza p - n dla diod mocy wykonuje się najczęściej na krzemie typu p . Stwierdzono bowiem, że uzyskuje się tu większe napięcia wsteczne dla danej oporności właściwej niż w przypadku materiału typu n [4]. Również technologia otrzymywania krzemu typu p jest łatwiejsza.



Rys. 4. Rozkład koncentracji domieszek oraz oporności właściwej w dyfuzyjnym złączu p - n

Na rys. 4 przedstawiono schematycznie dyfuzyjne złącze p - n oraz rozkład w nim koncentracji domieszki i oporności.

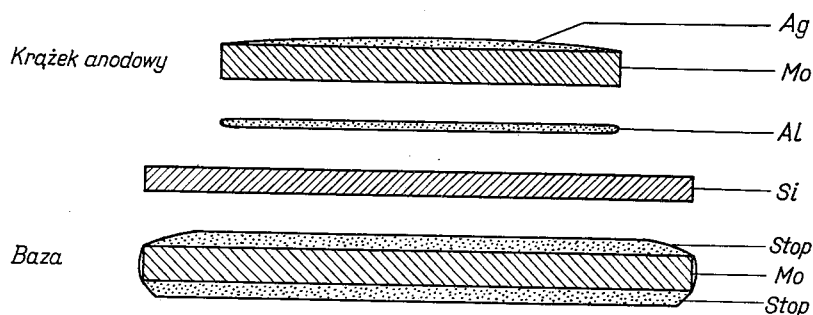
2. TECHNOLOGIA STOPOWYCH ZŁĄCZ P - N O DUŻEJ OBCIĄŻALNOŚCI

Przedstawiono tu technologię krzemowych złącz p - n o dużej powierzchni, która odznacza się dużą prostotą. Złącze p - n w krzemie typu n i styk bazy wytwarza się tu jednocześnie podczas procesu stapiania w próżni. Jako domieszkę akceptorową stosuje się tu aluminium, a stop o charakterze donorowym tworzy bazę. Wtapienie obu metali do krzemu przeprowadza się w próżni $\sim 10^{-4}$ Tr. Części składowe przyszłego złącza p - n przedstawiono na rys. 5.

W celu uzyskania złącz o dużej obciążalności i wysokim napięciu wstecznym wymaga się, aby ich części składowe wykonane były bardzo starannie i czysto. Gwarantuje to dokładne połączenie się ze sobą wszyst-

kich części podczas wtapienia, a w szczególności dobre zwilżenie krzemu przez aluminium.

Płytki krzemu o grubości ok. 0,5 mm szlifuje się zwykle jednostronnie za pomocą karborundowych proszków ściernych. Uzyskiwano



Rys. 5. Części składowe stopowego złącza p-n

w efekcie gładką powierzchnię płytek o wyglądzie matowym. Płytki te następnie trawiono. Do trawienia używano z równym powodzeniem mieszanek trawiących o następującym składzie objętościowym:

1) 32 — HNO_3	} 5 \text{ ml}	lub 2) 25 — HNO_3
21 — CH_3COOH		21 — CH_3COOH
12 — HF		15 — HF
3 mg J		

Powierzchnia płytek po trawieniu powinna być srebrzysto-matowa. Aby uzyskać taki stan powierzchni, proces trawienia musi przebiegać niezbyt gwałtownie. Jak stwierdzono w praktyce, uzyskuje się lepszą zwilżalność krzemu przez aluminium, jeśli powierzchnia nie jest zbyt gładka.

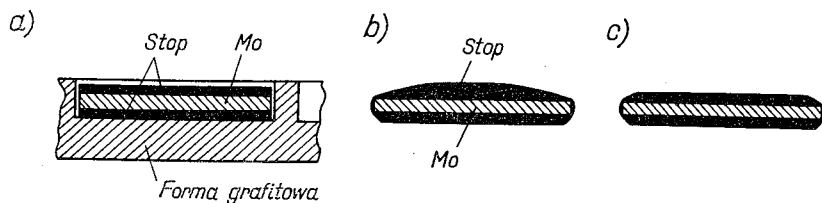
Ostateczna grubość wyjściowa płytki Si wynosi około 0,35 mm.

Przygotowanie obszaru bazy polega na pokryciu krążków molibdenowych (grubości $0,6 \pm 1$ mm) warstwą stopu donorowego, dobrze lutującego się z krzemem w temperaturze wykonywania złącza. Stop ten musi mieć odpowiedni współczynnik rozszerzalności w stosunku do krzemu, aby nie powodował pęknięć płytki. Wśród kilkunastu przebadanych stopów jeden okazał się najlepszy do tego celu. Jego skład chemiczny podany w stosunku wagowym jest następujący: 1 Ag + 0,25 Pb + 0,015 Ge + 0,005 Sb.

Stop ten jest dość kruchy i topi się w temperaturze ok. 850°C . Po rozwałkowaniu bryły tego stopu otrzymuje się małe kawałki folii, które umieszcza się w formie grafitowej po obu stronach krążka molibdenowego, rys. 6a. Zestaw taki umieszcza się w piecu wodorowym (rys. 7) w temperaturze około 1000°C , gdzie następuje pokrycie obu stron blachy molibde-

nowej stopem (rys. 6b). Po ostudzeniu baz jedną stronę zeszlifowuje się, jak na rys. 6c.

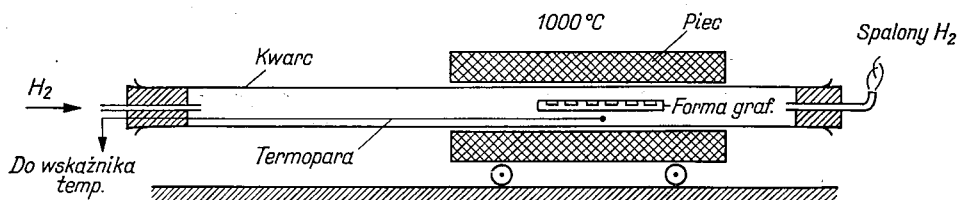
Grubość warstw stopu po obu stronach wynosi około 0,3 mm, a powierzchnia bazy zależy od średnicy złącza (tabl. 1).



Rys. 6. Fazy procesu otrzymywania elektrody bazowej

- a) zestaw bazy w formie grafitowej, b) krążek Mo pokryty po obu stronach stopem, c) wygląd bazy po oszlifowaniu jednej strony

Przygotowanie krążków anodowych. Podobnie jak bazy wykonuje się również krążki anodowe. Krążki te wykonywane są z blachy molibdenowej o grubości $0,6 \div 1$ mm. Jedną stronę krążka pokrywa się srebrem, aby móc następnie dolutować górną elektrodę diody do złącza p-n. Druga strona natomiast pozostaje czysta i łączy się z alu-

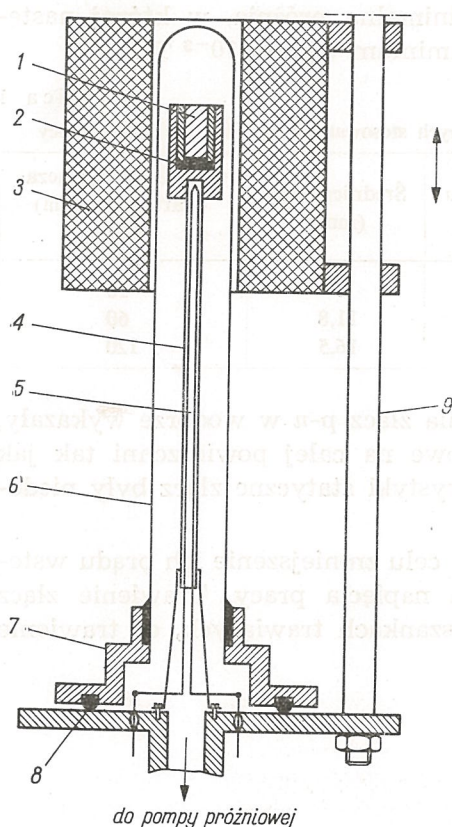


Rys. 7. Schemat pieca wodorowego do pokrywania molibdenu stopem

minium podczas wtapiania go do krzemu przy tworzeniu złącza p-n. Pokrycie srebrem odbywa się podobnie jak pokrywanie stopem baz w atmosferze wodoru i temperaturze $1000^\circ C$.

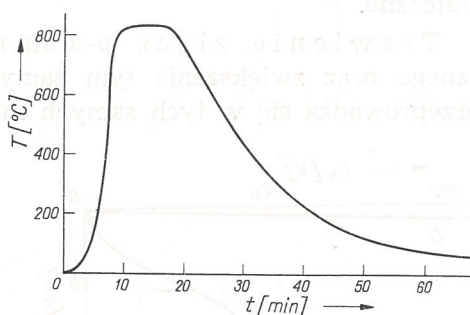
Przygotowanie aluminium. Aluminium stosowane do produkcji dużych złącz p-n wykonane jest w postaci folii o grubości 200μ . Z folii tej wycina się krążki odpowiednim wykrojnikiem stalowym, które następnie wytrawia się tuż przed wtopieniem do krzemu. Trawienie przeprowadza się w 20% roztworze NaOH podgrzanym do temperatury ok. $40^\circ C$. Po trawieniu aluminium należy starannie wypłukać — najlepiej w płuczkę ultradźwiękowej — w podwójnie destylowanej wodzie i suszyć. Ostateczna grubość krążka aluminium po trawieniu wynosi około 150μ , a jego średnica jest uzależniona od średnicy złącza p-n.

Wytwarzanie złącz p-n przeprowadza się w próżni. Zestaw części składowych złącza (rys. 5) umieszcza się w formie grafitowej centrującej w piecu próżniowym, jak na rys. 8. Zestaw ten podgrzewa się do temperatury $830-850^\circ C$, po czym powolnie ochładza. Cykl termiczny



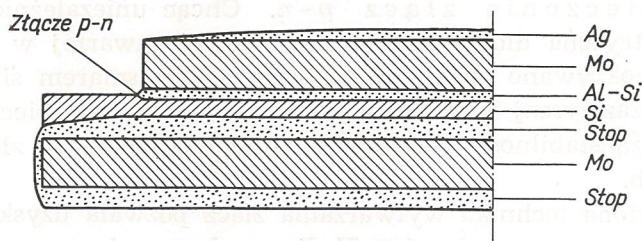
Rys. 8. Schemat laboratoryjnego pieca próżniowego do wytwarzania złącz $p-n$
 1 — forma grafitowa centrująca, 2 — zestaw złącz, 3 — piec, 4 — rurka kwarcowa, 5 — termopara, 6 — rurka kwarcowa, 7 — kołnierz stalowy, 8 — uszczelka, 9 — oś pieca

procesu stapiania obrazuje wykres na rys. 9. Kompletne złącza $p-n$ (rys. 10) należy następnie trawić, w celu polepszenia ich wstecznej charakterystyki prądowo-napięciowej.



Rys. 9. Przebieg temperatury wytwarzania złącz $p-n$ w funkcji czasu

Złącza $p-n$ wytwarzano o różnych średnicach, w zależności od projektowanej ich obciążalności (tabl. 1). W oparciu o te złącza skonstruowano następnie odpowiednie diody mocy, których właściwości elektryczne omówiono dalej.



Rys. 10. Schemat złącza $p-n$

Stwierdzono doświadczalnie, że minimalna próżnia, w której następuje dobre zwilżanie krzemu przez aluminium wynosi 10^{-3} Tr.

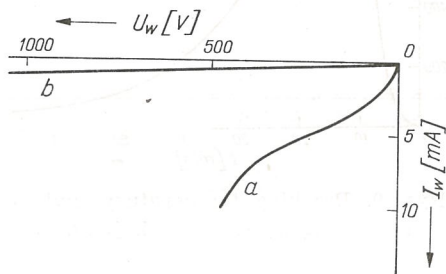
Tablica 1

Podstawowe rozmiary krzemowych złącz stopowych stosowanych w różnych diodach mocy

Średnica złącza p-n (aluminium) (mm)	Rozmiar płytki krzemu (mm)	Średnica bazy (mm)	Obciążalność złącza (wartość średnia) (A)
4	6×6	8	10
7,8	10×10	11,8	60
12	ø 16,5	16,5	120

Przeprowadzane próby wykonywania złącz p-n w wodorze wykazały, że zwilżanie krzemu nie jest jednakowe na całej powierzchni tak jak w próżni. W tym przypadku charakterystyki statyczne złącz były niedostateczne.

Trawienie złącz p-n ma na celu zmniejszenie ich prądu wstecznego oraz zwiększenia tym samym napięcia pracy. Trawienie złącz przeprowadza się w tych samych mieszankach trawiących, co trawienie



Rys. 11. Orientacyjny przebieg wstecznej charakterystyki złącza przed (a) i po trawieniu (b)

krzemu. Dobre rezultaty uzyskuje się stosując do tego celu mieszankę trawiącą CP4. Na rys. 11 podano orientacyjnie, jak zmienia się przebieg wstecznej charakterystyki statycznej złącza przed (a) i po trawieniu (b).

Po wytrawieniu należy złącza starannie wypłukać w gotującej się destylowanej wodzie, a następnie w podwójnie destylowanej wodzie umieszczonej w płuczce ultradźwiękowej.

Zabezpieczenie złącz p-n. Chcąc uniezależnić charakterystykę elektryczną diody od wpływu wilgoci zawartej w otaczającej atmosferze, pokrywano obszar zewnętrzny złącza smarem silikonowym, stosowanym zazwyczaj w technice próżniowej. Tak zabezpieczone złącza wykazały dużą stabilność w czasie, w przeciwieństwie do złącz nie zabezpieczonych.

Przedstawiona technika wytwarzania złącz pozwala uzyskiwać diody o napięciu wstecznym rzędu 1800 V. Po przekroczeniu tego napięcia następuje już przebicie złącza, ale na jego powierzchni. Po ponownym oczy-

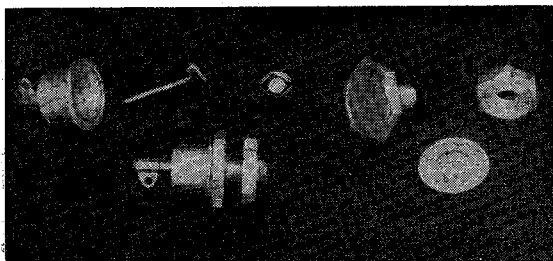
szczeniu zwęglonego miejsca przebicia za pomocą trawienia otrzymuje się ponownie przebieg charakterystyki wtórnej złącza, jak poprzednio.

Doświadczenia przeprowadzano na monokryształe krzemu typu *n* o czasie życia około 100 μ sek i oporności właściwej 40, 100 i 180 Ω cm. Stwierdzono, że maksymalne napięcia wsteczne otrzymywanych złącz wynoszą odpowiednio 600, 1200, 1800 V.

3. KONSTRUKCJA DIOD MOCY

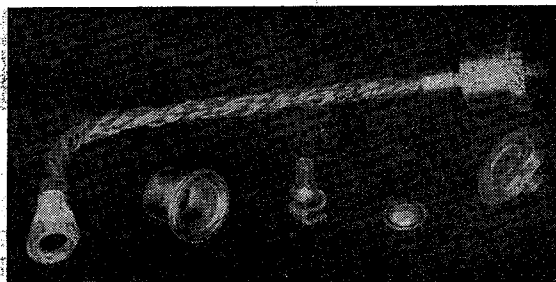
W oparciu o złącza, których technologię podano powyżej, skonstruowano kilka typów diod mocy o obciążalności 10, 60 i 120 A (wartość średnia).

Część konstrukcyjna diod ma postać śrub, które przykręca się do radiatorów chłodzących i zwiększających ich obciążalność. Korpus diody i wewnętrzne ich połączenia wykonane są zwykle z miedzi, a to z uwagi na jej dużą przewodność cieplną, która zwiększa skuteczność chłodzenia. Problem chłodzenia złącza jest bardzo ważny, gdyż przy pełnym obciąż-



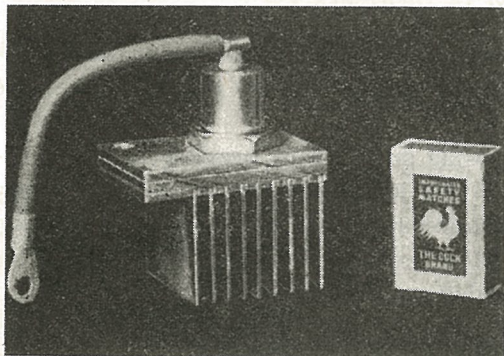
Rys. 12. Dioda krzemowa 10 A i jej części składowe

zeniu diody wydziela się w nim duża ilość ciepła (głównie z powodu strat wywołanych prądem przewodzenia), które należy szybko odprowadzić, aby temperatura złącza nie była zbyt wysoka. Od oprawki diody wymaga się ponadto, aby była szczelna. Przykład konstrukcji diody o obciążeniu 10 A oraz jej części składowych przedstawiono na rys. 12. Widać tu (od strony lewej): nakrętkę, podstawkę zakończoną śrubą, którą przykręca się diodę do radiatora, złącze p-n, wewnętrzny przewód łączący złącze



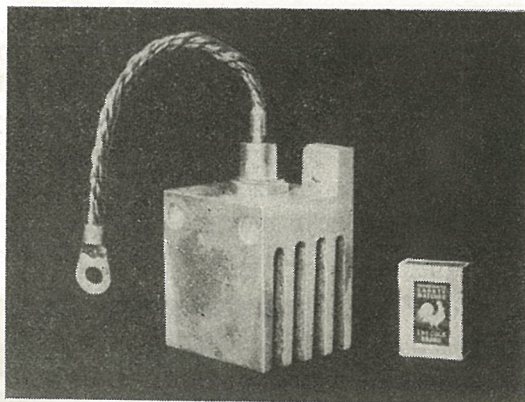
Rys. 13. Dioda krzemowa 120 A i jej części składowe

z oprawką, kapturek z izolatorem i u góry całą diodę. Dioda chłodzona jest w sposób naturalny przez przewodnictwo i konwekcję w otaczającym ją powietrzu. W celu jej pełnego wykorzystania prądowego należy wkręcić diodę do blachy miedzianej lub aluminiowej o powierzchni $70 \times 70 \times 1$ mm. Na rys. 13 przedstawiono diodę 120-amperową oraz jej części składowe. Konstrukcje obu diod są podobne. Diody dużej mocy posiadają dołączoną już linkę anodową.



Rys. 14. Dioda o obciążalności 60 A wraz z radiatorem

Diody dużej mocy wymagają specjalnych radiatorów chłodzonych dodatkowo forsownym przepływem powietrza. Intensywne chłodzenie musi bowiem odprowadzić ciepło spowodowane dużymi stratami mocy, rzędu $60 \div 70$ W/cm². Korpusy radiatorów muszą być zatem wykonane z metalu o dużym przewodnictwie cieplnym, jak miedź, aluminium. Przykłady rozwiązań konstrukcyjnych takich radiatorów przedstawia rys. 14 i 15.



Rys. 15. Dioda o obciążalności 120 A wraz z radiatorem

Na pierwszym z nich widzimy diodę o obciążeniu 60 A z radiatorem miedzianym, natomiast na drugim rysunku przedstawiona jest dioda o obciążalności 120 A (wartość średnia) z radiatorem aluminiowym. Oba rodzaje radiatorów umożliwiają zestawianie diod w stosy, w celu jednoczesnego ich chłodzenia.

Przedstawiona tu technologia krzemowych złącz dla diod wielkiej mocy odznacza się dużą prostotą i pozwala uzyskać przyrządy o właściwościach elektrycznych na poziomie produkujących firm zagranicznych. Nadaje się ona w pełni do zastosowania w warunkach przemysłowych bez użycia skomplikowanej aparatury.

4. WŁAŚCIWOŚCI ELEKTRYCZNE DIOD KRZEMOWYCH

Diody krzemowe mocy są najnowszymi prostownikami, których ogólne właściwości są najlepsze w porównaniu z innymi znanymi półprzewodnikowymi prostownikami (tabl. 2). Na przykład krzemowe diody mocy mają lepsze właściwości niż tego typu diody germanowe. Są one bowiem wy-

Tablica 2

Dane techniczne różnych prostowników półprzewodnikowych [5]

Parametry	Typ prostownika			
	Cu ₂ O	Se	Ge	Si
Typowa obciążalność prądowa w układzie 1-fazowym jednokierunkowym:				
przy chłodzeniu naturalnym,	0,04	0,07	40	80
przy chłodzeniu wymuszonym,	0,14	0,20	100	200
Napięcie wsteczne elementu (wartość skuteczna), V	6	25	110	380
Napięcie progu przewodzenia, V	0,2	0,6	0,3	0,7
Maksymalna temperatura pracy diody, °C	50	85	65	140
Względna wartość prądu obciążenia w różnych warunkach chłodzenia:				
przy temp. otocz. 25°C	1	1	1	1
przy temp. otocz. 45°C	0,20	0,45	0,45	0,90
Sprawność, %	78	92	98,5	99,6
Względna objętość zestawu prostownikowego przy stałej mocy	30	15	3	1

konane z półprzewodnika, który posiada większą szerokość pasma zabronionego W (dla germanu $W = 0,75$ eV; dla krzemu $W = 1,12$ eV), z czym wiąże się wiele zalet. Prąd wsteczny nasycenia zależy bowiem następująco od W i temperatury T (°K):

$$I_{nas} \sim \exp \left(\frac{-W}{kT} \right),$$

gdzie:

k — stała Boltzmanna.

Z powyższej zależności wynika wiele korzystnych cech diod krzemowych w porównaniu z diodami germanowymi:

1) Diody krzemowe mają szerszy temperaturowy zakres pracy. Mogą one pracować w temperaturze otoczenia do 140°C, a nominalny prąd wyprostowany diody podaje się przy temperaturze otoczenia 50°C.

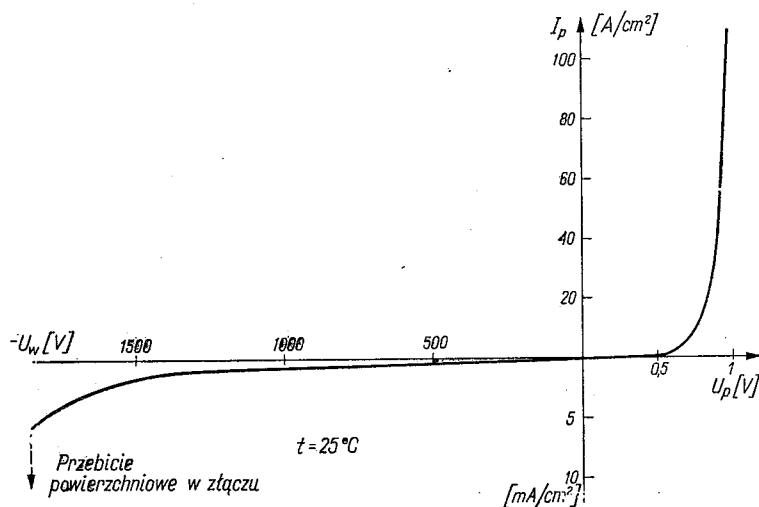
2) Napięcie wsteczne diod krzemowych jest około trzykrotnie większe niż tego typu diod germanowych. Maksymalne napięcie wsteczne wyznacza tu prąd Zenera, który powstaje gwałtownie wskutek jonizacji.

3) Prąd wsteczny jest wielokrotnie mniejszy niż w diodach germanowych, a wpływ temperatury na jego wartość jest znacznie mniejszy.

4) Diody krzemowe posiadają większą obciążalność przy tej samej powierzchni złącza p - n , niż diody germanowe. Wskutek tego ich ciężar i objętość przypadająca na tę samą wartość mocy wyprostowanej są mniejsze. Wzrost prądu wyprostowanego z jednostki powierzchni złącza p - n nie jest jednak zbyt duży, jakby to wynikało z dużej dopuszczalnej różnicy temperatur między złączem a otoczeniem. W złączu krzemowym występują bowiem większe straty wynikające z przesunięcia charakterystyki przewodzenia w stronę większych napięć.

5) Sprawność diod krzemowych przekracza 99% i jest mniejsza od diod germanowych w zakresie małych napięć. Przy większych napięciach większą sprawność mają diody krzemowe. Wynika to już z przebiegu charakterystyk statycznych tych diod.

6) Częstotliwość graniczna prostowniczych diod krzemowych jest tego rzędu co diod germanowych o tej samej powierzchni złącza p - n .



Rys. 16. Charakterystyka statyczna krzemowej diody mocy

Diody półprzewodnikowe w stosunku do prostowników próżniowych posiadają również szereg ujemnych cech, na przykład:

- 1) Występujący prąd wsteczny,
- 2) Mała przeciążalność,
- 3) Wrażliwość na przebiecia, z czym związana jest konieczność stosowania odpowiednich zabezpieczeń,
- 4) Wpływ temperatury na charakterystykę elektryczną diody,

5) Charakterystyka statyczna przewodzenia diody krzemowej zaczyna się praktycznie przy napięciu około 0,7 V, a więc jest przesunięta na osi napięcie w stosunku do charakterystyki diody germanowej, która zaczyna się praktycznie przy ok. 0,3 V.

Charakterystykę statyczną krzemowej diody mocy przedstawiono na rys. 16. Na wykresie podano najlepszą charakterystykę otrzymaną dla krzemu o oporności 180 Ωcm . W praktyce, przy starannym wykonywaniu wszystkich czynności technologicznych, uzyskuje się niewielki rozrzut napięć wstecznych złącz.

Tablica 3

Ogólne parametry krzemowych diod mocy opracowanych w Zakładzie
Elektroniki IPPT PAN

Typ diody	DKM—10	DKM—60	DKM—120
Maksymalne napięcie wsteczne, V	200 ÷ 1500	200 ÷ 1500	200 ÷ 1500
Maksymalny prąd wsteczny, mA	2	10	10
Prąd wyprostowany (wartość średnia) przy przepływie powietrza chłodzącego 10 m/s, A	10	60	120
Spadek napięcia przy pełnym obciążeniu, V	<0,6	<0,7	<0,7
Ciężar diody bez radiatora, g	20	110	160

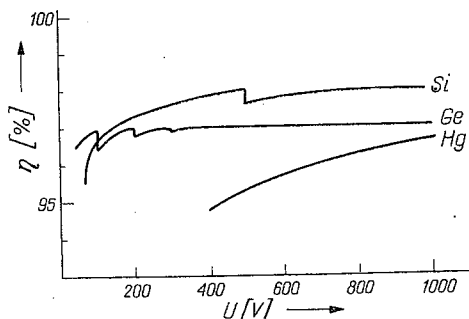
W tablicy 3 zestawiono i podano średnie parametry opracowanych elementów. Tego rodzaju krzemowe diody mocy są obecnie produkowane w Zakładzie Konstrukcji Prototypów i pracują już w wielu urządzeniach prostowniczych.

6. ZASTOSOWANIE KRZEMOWYCH DIOD DUŻEJ MOCY

Diody krzemowe dużej mocy stosuje się prawie wyłącznie w układach prostowniczych. Wypierają one zdecydowanie inne dotąd stosowane półprzewodnikowe elementy prostownicze, a nawet zawory rtęciowe. Sprawność prostowników krzemowych jest największa spośród innych urządzeń prostowniczych. Przebieg sprawności, w zależności od napięcia wyprostowanego dla prostownika krzemowego, germanowego i rtęciowego, przedstawiono na rys. 17. Jak widać, z diodami krzemowymi konkurują jedynie zawory germanowe, lecz jedynie w zakresie małych napięć, rzędu kilkudziesięciu woltów, ze względu na mniejszy spadek napięcia na diodzie. Dlatego też nawet teraz przy bardzo rozwiniętej produkcji krzemowych diod wykonuje się również diody germanowe dużej mocy. Znajdują one właśnie zastosowanie w przemysłowych prostownikach o dużej obciążal-

ności, lecz o małym napięciu. Duża sprawność tych prostowników pozwala zaoszczędzić znaczną ilość energii elektrycznej.

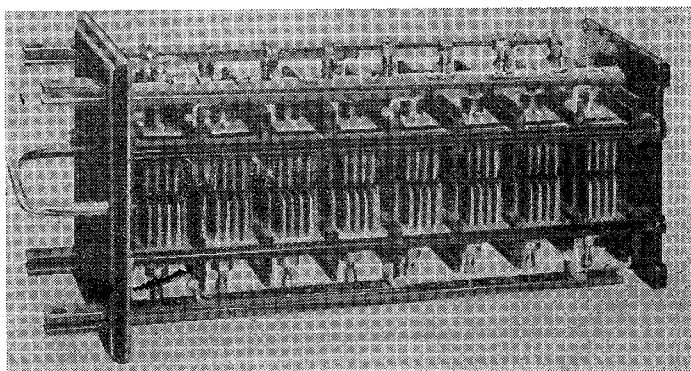
Diody krzemowe stosuje się z reguły w urządzeniach prostowniczych o napięciu wyprostowanym powyżej 100 V. W wyjątkowych sytuacjach są one używane również w prostownikach o mniejszym napięciu, jeśli w grę wchodzi wyższa temperatura robocza urządzenia lub mniejszy ciężar i rozmiary aparatury.



Rys. 17. Wykres sprawności w funkcji wyprostowanego napięcia dla prostownika krzemowego, germanowego i rtęciowego

Diody krzemowe dużej mocy znajdują szczególne zastosowanie w następujących urządzeniach prostowniczych [5]:

1. Zasilanie urządzeń elektrolitycznych i elektrochemicznych,
2. Zasilanie urządzeń trakcji elektrycznej (lokomotywy, podstacje trakcyjne miejskie i dołowe),
3. Wzbudzanie generatorów i silników synchronicznych,



Rys. 18. Przykład zestawienia łączonych diod o wspólnym chłodzeniu

4. Zasilanie spawarek statycznych,
5. Zasilanie prądem stałym urządzeń o napięciu poniżej 100 V tam, gdzie gabaryt, ciężar i temperatura robocza są szczególnie istotne.

Największe krzemowe diody mocy wykonywane są najczęściej na prąd wyprostowany 100–150 A, ze względu na trudności odprowadzenia z małej powierzchni złącza dużej ilości ciepła powodowanego stratami. W zależności od napięcia i prądu prostowanego, diody krzemowe mogą być łączone szeregowo i równolegle. Połączone elektrycznie ze sobą elementy są zestawione tak, aby wszystkie one mogły być równomiernie chłodzone (rys. 18), z czym związany jest również jednakowy rozkład obciążenia. Z uwagi na to, że diody krzemowe są czułe na przepięcia i przetężenia, urządzenia prostownicze wyposażone są w odpowiednie bezpieczniki, wyłączniki i aparaturę kontrolno-sygnalizacyjną.

*Instytut Podstawowych Problemów Techniki PAN
Zakład Elektroniki*

WYKAZ LITERATURY

1. Piša G., Spiess P., Šebek S., Vendlerova V., Vinopal J.: Nove poznatky ve vyvoji technologie germaniovych a křemikových usměrňovačích elementů. — Elektr. Obz. No 11, 1960.
2. Klamka J.: Diody germanowe i krzemowe. PWT, Warszawa 1960.
3. Biondi F.: Transistor Technology, Vol. III, Nev Yersey 1958.
4. Prince M. B.: Diffused *p-n* Junction Silicon Rectifiers. — The Bull. Syst. Techn. Journ., May 1956.
5. Januszewski S., Wdowiak J.: Właściwości i zastosowania krzemowych diod i prostowników mocy. — Przegl. Elektrotechn. No 7, 1960.

J. KLAMKA

THE SILICON POWER DIODES

Summary

The article deals with the results of experimental work on Al-Si alloyed-junction diodes for currents of 10, 60 and 120 A. These diodes, made of 180 Ω cm silicon have breakdown voltages of the order of 1800 V.

Also some other electrical properties of these diodes and the possibilities of their use in circuits are discussed.

J. KLAMKA

DIODES DE PUISSANCE DU SILICIUM

Résumé

Dans cet article on présente la technologie des jonctions silicium faites par l'alliage d'aluminium au silicium de type *n* et puis de construction des diodes de puissance pour 10, 60 et 120 A (courant moyen). La tension inverse de ces diodes obtient la valeur jusqu' au 1800 V (ρ de silicium est 180 Ω cm). Enfin on donne les propriétés électriques et les exemples des applications de ces diodes.

J. KLAMKA

SILIZIUM LEISTUNG-DIODEN

Zusammenfassung

In diesen Artikel der Verfasser hat die Ergebnissen seine technologischer Arbeit über die Technologie von Silizium-Leistungsdioden vorgestellt.

Hier wurde eine Technologie von $p-n$ Schichten mit grossen Flächen angegeben welche in Legierungprozess der Aluminium zum u-Silizium gemacht waren und dann in die Leistungsdioden für 10, 60 und 120 A (Mittelwert) verwenden waren. Die Konstruktion und die Herstellung diesen Dioden ist dargestellt. Die maximalen Dioden-Sperrspannungen erreichten die Werten bis 1800 V (für $\rho = 180 \Omega\text{cm}$).

Am Ende wurden die elektrischen Eigenschaften sowie die Anwendungen der Silizium-Leistung-Dioden angegeben.

Е. КЛЯМКА

КРЕМНИЕВЫЕ ДИОДЫ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Резюме

Приведены результаты экспериментальной работы, касающейся кремниевых диодов большой мощности. Описана технология „ $p-n$ “ перехода большой поверхности, и изготовленного путем сплавления алюминия в кремний типа „ n “ и конструкция диодов на выпрямленные токи: 10, 60 и 120 а, при максимальном обратном напряжении достигающем значения 1800 в (для кремния с удельным сопротивлением $180 \Omega\text{cm}$).

В заключении приведены электрические параметры диодов большой мощности и примеры их применения.

WYTYCZNE DLA AUTORÓW

Komitiet Redakcyjny prosi autorów o ułatwienie prac redakcyjnych związanych z przygotowaniem do druku nadesłanych artykułów przez przestrzeganie podanych wytycznych przy przygotowaniu maszynopisu:

1. Prace powinny być napisane pismem maszynowym, na pojedynczych arkuszach formatu A4, jednostronnie, z podwójną interlinią (co drugi wiersz), z marginesem 4 cm z lewej strony. Stronice numerowane. Artykuły należy nadsyłać w 2 egzemplarzach (oryginał i pierwsza kopia na papierze maszynowym).
2. Wzory i oznaczenia należy wypisywać ręcznie, czytelnie, używając jedynie liter łacińskich i greckich. Wskaźniki niżej liter i wykładniki potęg należy pisać szczególnie dokładnie i wyraźnie. Numery wzorów należy umieszczać z prawej strony.
3. Każda praca powinna być zaopatrzona w streszczenie w języku polskim, objętości do 1' strony maszynopisu, oraz w cztery streszczenia w językach angielskim, francuskim, niemieckim i rosyjskim, z których dwa (w dowolnych językach) mogą być dłuższe, np. obj. 1 strony na każde 20 stron tekstu, dwa zaś krótsze, obj. 10—15 wierszy maszynopisu. W razie niemożności nadesłania streszczeń w językach obcych autor dostarcza odpowiedniki w języku polskim, do każdego języka oddzielny, podając niezbędną do wykonania tłumaczenia obcojęzyczną terminologię.
4. Rysunki, wykresy i fotografie należy wykonywać na oddzielnych arkuszach z podaniem kolejnych numerów rysunków. W tekście i na marginesie, obok właściwego tekstu, należy podać jedynie odnośny numer rysunku. Natomiast pożądane jest zaopatrywanie rysunków w krótki podpis wyjaśniający, również wtedy, gdy rysunek omówiony jest w tekście. Ostateczne wykonanie rysunków obowiązuje Redakcję.
5. Wszystkie rysunki, wykresy i fotografie należy nazywać w tekście rysunkami (skrót: rys.) i nie nazywać określać jak figura, szkic, fotografia. U samego dołu rysunku (a przy fotografiach na odwrocie) należy wpisać czytelnie numer rysunku, napis pod rysunkiem, tytuł pracy i nazwisko autora.
6. Wszystkie tablice (unikać zbyt dużych), podobnie jak rysunki, należy wykonywać na oddzielnych arkuszach i numerować kolejno liczbami arabskimi. U góry każdej tablicy podać tytuł (napis objaśniający). Wszelkie zestawienia należy nazywać tablicami (nie tabelami).
7. Po zakończeniu artykułu należy podać wykaz literatury, wymieniając w następującej kolejności: nazwisko autora i pierwsze litery imion, po czym po dwukropku pełny tytuł dzieła lub artykułu, tytuł czasopisma, tom, numer zeszytu, rok i miejsce wydania oraz ewentualnie numer strony. Pozycje powinny być ponumerowane w kolejności alfabetycznej autorów, w tekście — powołania na numer pozycji w nawiasie kwadratowym, na przykład [3].
8. Redakcji przysługuje prawo do przeprowadzenia korekty stylistycznej i do dostosowania oznaczeń oraz układu pracy do norm przyjętych w „Rozprawach”.
9. Autora obowiązuje korekta autorska, którą należy zwracać w ciągu 3 dni. W korekcie autorskiej nie mogą być wprowadzone żadne poprawki tekstu złożonego uprzednio w maszynopiscie, które mogłyby spowodować konieczność zmian w przełamywaniu.
10. Autorowi przysługuje bezpłatnie 25 egzemplarzy odbitek jego pracy. Dodatkowe egzemplarze autor może zamówić w redakcji na własny koszt przy przesyłaniu maszynopisu swej pracy.
11. Niestosowanie się Autora do powyższych wytycznych pociągnie za sobą konieczność potrącenia z honorarium autorskiego kosztów związanych z doprowadzeniem dostarczonych przez autora materiałów do wymaganej formy.

Rozprawy Elektrotechniczne

Kwartalnik

WARUNKI PRENUMERATY CZASOPISMA

Cena prenumeraty rocznej	zł 100,—
„ „ półrocznej	zł 50,—

Zamówienia i wpłaty przyjmują:

1. Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch”,
Warszawa, ul. Wronia 23, konto PKO nr 1-6-100.020.
2. Oddziały i Delegatury „Ruchu”.
3. Urzędy pocztowe i listonosze.
4. Księgarnie „Domu Książki”.

Zamówienia przyjmowane są do dnia 15 miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty.

Zamówienia dla zagranicy przyjmuje Biuro Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „Ruch”, Warszawa, Wronia 23 (tel. 20-46-88), konto PKO nr 1-6-100.024. Koszt prenumeraty ze zleceniem wysyłki za granicę jest o 40% wyższy.

Bieżące oraz archiwalne numery można nabywać lub zamawiać w księgarniach „Domu Książki” oraz we Wzorcowni Wydawnictw Naukowych PAN — Ossolineum — PWN, Warszawa, Pałac Kultury i Nauki (wysoki parter).

Archiwalne egzemplarze można nabywać także w Punkcie Wysyłkowym Prasy Archiwalnej „Ruch” — Warszawa, ul. Srebrna 12, konto PKO nr 114-6-700041 VII O/M.



Tylko prenumerata zapewnia regularne otrzymywanie czasopisma.

ROZPRAWY ELEKTROTECHNICZNE

SPIS TREŚCI DO TOMU XI — 1965

W. T. Bieńkowska: Magnetyczny przełącznik kanałowy dla telefonicznej krotnicy czasowej	381
K. Bisztyga: Hamowanie dynamiczne silnika asynchronicznego jako graniczny przypadek regulacji częstotliwościowej	287
M. Dąbrowski: Wpływ zniekształceń opóźnieniowych kanałów teletransmisyjnych na transmisję danych	545
M. Dąbrowski: Pole elektromagnetyczne w anizotropowym pręcie o przekroju prostokątnym	301
S. Góra: Metoda wyboru struktury mocy elektrowni w systemie elektroenergetycznym z zastosowaniem matematycznych maszyn cyfrowych	677
K. Grabowski: Charakterystyki pompowanego złącza p-n	405
J. Helsztyński, W. Wierzejski: Podstawowe zagadnienia związane z budową synchroskopu nanosekundowego	239
E. Horoszko: Charakterystyki zewnętrzne elektrycznych pieców redukcyjnych	71
E. Horoszko: Symetryzacja obciążeń jednofazowych pieców elektrycznych	767
T. Jankowski: Zastosowanie tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych w układach logicznych	819
J. Kacprowski: Zastosowanie analizy i syntezy mowy w telekomunikacji i automatyce	479
Z. Kaczkowski: Własności magnetostrykcyjne stopów żelazoniklowych	39
A. Karczmarewicz: Sprzężenie zwrotne informacji dla transmisji binarnej — Przegląd zagadnień	95
J. Klamka: Diody krzemowe dużej mocy	861
W. Kompało: Technologia oraz podstawowe parametry germanowych tranzystorów stopowych n-p-n	571
Z. Kowalski: Zasada wzajemności oporności w układzie składowych symetrycznych	653
M. Krawczyk: Analiza pracy radiolokacyjnego przełącznika antenowego	211
J. Lasociński: Pole elektromagnetyczne w szczelinie nieskończenie długiej maszyny o masowym wirniku ferromagnetycznym	743
M. Nałęcz: Dokładność i czułość przetwornika halotronowego przy pomiarach statycznych przemieszczeń mechanicznych	521
Z. Perkowski: Pomiar parametrów jednostkowych torów przewodowych metodą bezpośrednią	319
S. Piątek: Możliwości zastosowania aluminium na uzwojenie wirników turbogeneratorów przy różnych systemach chłodzenia stojana i wirnika	643
S. Pogorzelski: Współczynnik zbieżności fali w technice antenowej	495
J. Pułtorak: Złącza eutektyczne w germanie i w krzemie	839
M. Rzepecka: Stabilizacja częstotliwości generatora mikrofalowego w układzie Pounda	197
J. Sałaciński, M. Zientalski, R. Krajewski: Zniekształcenia nieliniarne w filtrach teletransmisyjnych	787

J. Sawicki: Charakterystyka pomiarowa wieloczuJNIKOWEGO mostka Thomsona	175
J. Sawicki: Czulość i dobór elementów odchyłowego mostka Thomsona	153
J. Sawicki: Właściwości odchyłowego mostka Thomsona	137
J. Sorokiewicz: Analiza rozłączności układu izolator szklany — forma szklarska i jej praktyczne zastosowanie	267
R. G. Strużak: Rezonanse w ceramicznych kondensatorach rurkowych	427
A. Wiszniewski: Zastosowanie teorii składowych symetrycznych do obliczeń szczególnych przypadków zwarciovych	3
I. Wójcik: Germanowy tranzystor mocy o wielkiej częstotliwości granicznej wykonany techniką stopowo-dyfuzyjną	599
Z. Zieliński: Przebiegi przejściowe zmian częstotliwości w układach elektroenergetycznych	21
W. Zochowski: Wyprowadzenie schematu zastępczego drgającej wzdłużnie płytki z materiału piezoelektrycznego	353

CONTENTS

W. T. Bieńkowska: Magnetic Channel Switch for Telephone Time Multiplier	381
K. Bisztyga: Dynamic Braking of an Asynchronous Motor as an Frontier Case of Frequency Control	287
M. Dąbrowski: The Influence of Delay-Distortions in Telecommunication Channels on Data-Transmission Systems	545
M. Dąbrowski: Electromagnetic Field in Anisotropic Rectangular Bar	301
S. Góra: Method of Pattern Selection of Generating Plants in Power System with Use of Digital Computers	677
K. Grabowski: Charakterization of Pumped p-n Junctions	405
J. Helsztyński, W. Wierzejski: The Basic Problems Concerning the Design of the Nanosecond Pulse Oscilloscope	239
E. Horoszko: External Characteristics of Electric Reduction Furnaces	71
E. Horoszko: Load Balancing of Monophase Electric Furnaces	767
T. Jankowski: Alloy-Diffused Transistor Application in Logic Circuits	819
J. Kacprowski: The Application of Speech Analysis and Synthesis in Telecommunication and Automation	479
Z. Kaczkowski: Magnetostrictive Properties of Fe-Ni Alloys	39
A. Kaczmarewicz: Information Feedback for Binary Transmission — Review of Problems	95
J. Klamka: The Silicon Power Diodes	861
W. Kompało: Technology and Basic Parameters of N-P-N Germanium Alloy Transistors	571
Z. Kowalski: Mutuality Principle of Resistances in Symmetrical Components System	653
M. Krawczyk: The Analysis of Work of Duplexer	211
J. Lasociński: Electromagnetic Field in Air-Gap of an Infinitely Long Machine with Solid Ferromagnetic Rotor	743
M. Nałęcz: On Accuracy and Sensitivity of the Hall Generator Transducer in Static Mechanical Measurement	521
Z. Perkowski: Direct Method of Test for Primary Parameters of Transmission Lines	319

S. Piątek: Possibilities of Application of Aluminium for Rotor Windings of Turbogenerators Equipped with Various Cooling Systems for Stators and Rotors	643
S. Pogorzelski: Wave Convergence Coefficient in Antenna Problems	495
J. Pułtorak: Eutectical Junctions in Ge and Si	839
M. Rzepecka: Frequency Stabilization of Microwave Oscillator	197
J. Sałaciński, M. Zientalski, R. Krajewski: Nonlinear Distortions in Transmission Filters	787
J. Sawicki: Measuring Characteristic of Multifeeler Thomson Bridge	175
J. Sawicki: Properties of Deviation Thomson Bridge	137
J. Sawicki: Sensibility and Element Selection of Deviation Thomson Bridge	153
J. Sorokiewicz: Analysis of the Disjunction of the Glassinsulator-Pressing Mould System and its Practical Use	267
R. G. Strużak: Resonances in Ceramic Tube Capacitors	427
A. Wiszniewski: Application of Symmetrical Components Theory for Calculation of Specific Cases of Faults	3
I. Wójcik: High Frequency Alloy-Diffused Germanium Power Transistor	599
Z. Zieliński: A Study of Transients in Power System	21
W. Żochowski: Derivation of Equivalent Network of Longitudinally Vibrating Plaquette Made of Piezoelectric Material	353

TABLE DES MATIÈRES

W. T. Bienkowska: Commutateur magnétique de canaux de système téléphonique à répartition temporaire	381
K. Bisztyga: Freinage dynamique de moteur asynchrone comme un cas de frontière de régulation de fréquence	287
M. Dąbrowski: Influence des distorsions de retard des canaux des télécommunications sur la transmission des données	545
M. Dąbrowski: Champ électromagnétique dans une barre anisotrope rectangulaire	301
S. Góra: La méthode du choix de la puissance des usines génératrices dans un réseau interconnecté à l'aide des calculateurs électroniques	677
K. Grabowski: Les caractéristiques d'une jonction p-n pompée	405
J. Helsztyński, W. Wierzejski: Les problèmes générales de construction d'un oscillographe à temps de monté d'ordre de quelques nanosecondes	239
E. Horoszko: Caractéristiques extérieurs des fourneaux électriques de réduction	71
E. Horoszko: Symétrisation des charges monophasées des fours électriques	767
T. Jankowski: Utilisation des transistors alliage diffusion dans les schémas logiques	819
J. Kacprowski: Les applications de l'analyse et de la parole dans le domaine des télécommunications et de l'automatisation	479
Z. Kaczkowski: Propriétés magnétostrictives des alliages fer-nickel	39
A. Karczmarewicz: Réaction d'information dans la transmission binaire—Révue des problèmes	95
J. Klamka: Diodes de puissance du silicium	861
W. Kompało: La technologie et le paramètres fondamentaux des transistors n-p-n au germanium par alliage	571

Z. Kowalski: Le principe de la réciprocité des résistances et réactances le système de composants symétriques	653
W. Krawczyk: Analyse d'action de commutateur émission-réception d'antenne de radar	211
J. Lasociński: Le champ électromagnétique dans l'entrefer d'une infini- ment longue machine à rotor massif ferromagnétique	743
M. Nałęcz: Précision et sensibilité des convertisseurs de Hall en cas des mesures mécanique statiques	521
Z. Perkowski: Mesures des paramètres primaires des lignes de trans- mission utilisant la méthode directe	319
S. Piątek: Possibilités d'application d'aluminium aux enroulements rotor- iques des turboalternateurs pour différents systèmes de refroidissement du stator et du rotor	643
S. Pogorzelski: Coefficient de convergence d'onde dans la technique des antennes	495
J. Pułtorak: Jonctions eutectiques dans Ge et Si	839
M. Rzepecka: Stabilisation de la fréquence d'un générateur des micro- -ondes à schéma de Pound	197
J. Sałaciński, M. Zientalski, R. Krajewski: Distorsions non- linéaires dans les filtres de transmission	787
J. Sawicki: Caractéristique de mesure de pont double de Thomson à plu- sieurs sondes	175
J. Sawicki: Propriétés de pont double non-équilibre de Thomson . . .	137
J. Sawicki:	
J. Sawicki:	
J. Sorokiewicz: Résolution du problème de disjonction d'isolateur en verre de sa moule et leur utilisation industrielle	267
R. G. Strużak: Résonances dans condensateurs tubulaires céramiques	427
A. Wiszniewski: Applications de la théorie des composantes symmétri- ques au calcul des cas particuliers de court-circuit	3
I. Wójcik: Transistors de puissance au germanium pour fréquences élevées à jonctions par alliage-diffusion	599
Z. Zieliński: Phénomènes transitoires de fréquence dans les réseaux énergétiques	21
W. Żochowski: Oscillations longitudinales d'une lame piézo-électrique	353

INHALT

W. T. Bieńkowska: Magnetischer Kanalumsetzer für Fernsprechmulti- plikator	381
K. Bisztyga: Die Gleichstrombremsung eines Asynchronmotors als Grenz- fall der Frequenzregelung	287
M. Dąbrowski: Der Einfluss der Gruppenlaufzeitverzerrung auf Daten- übertragung	545
M. Dąbrowski: Elektromagnetisches Feld in anisotropischer rechteckiger Anschlußschiene	301
S. Góra: Methode zur Auswahl der Leistungskomposition von Kraftwerken im Verbundnetz mit Hilfe des Digitalrechners	677
K. Grabowski: Die Kennlinien eines gepumpten Übergangs p-n . . .	405

J. Helsztyński, W. Wierzejski: Grundprobleme bezüglich des Aufbaus eines Nanosekundensynchroskops	239
E. Horoszko: Kennlinien der elektrischen Reduktionsöfen	71
E. Horoszko: Symmetrierung der Strombelastungen der Einphasen-Elektroöfen	767
T. Jankowski: Anwendung von diffusionslegierten Transistoren in logischen Schaltungen	819
J. Kacprowski: Die Anwendungen der Analyse und Synthese der Sprache in Fernmeldetechnik und Automatik	479
Z. Kaczkowski: Magnetostriktive Eigenschaften der Eisen-Nickel-Legierungen	39
A. Karczmarewicz: Informationsrückkopplung für binäre Transmission—Revue der Probleme	95
J. Klamka: Silizium Leistung-Dioden	861
W. Kompało: Technologie und Grundkenngrößen der n-p-n Germanium-Legierungstransistoren	571
Z. Kowalski: Gegenseitigkeitsprinzip der Widerstände in symmetrischem Komponentensystem	653
M. Krawczyk: Arbeitsanalyse von Radarantennenumschalter	211
J. Lasociński: Das elektromagnetische Feld im Luftspalt einer unendlich langen Maschine mit massivem ferromagnetischem Läufer	743
M. Nałęcz: Die Genauigkeit und die Empfindlichkeit eines Hallumwandlers bei statischen Messungen der mechanischen Verschiebungen	521
Z. Perkowski: Messen der Leitungskonstanten elektrischer Leitungen mit der unmittelbaren Methode	319
S. Piątek: Die Anwendungsmöglichkeit der Aluminiumwicklung bei Turbogeneratorenankers mit verschiedenen Kühlsystemen des Standers und Ankers	643
S. Pogorzelski: Wellenkonvergenzkoeffizient in Problemen der Antennentechnik	495
J. Pułtorak: Eutektiksperrschichten in Ge und Si	839
M. Rzepecka: Frequenzstabilisierung von Mikrowellenoszillatoren in der Pound-Schaltung	197
J. Sałaciński, M. Zientalski, R. Krajewski: Nichtlineare Verzerrungen in den Filtern der Übertragungstechnik	787
J. Sawicki: Eigenschaften der unabgeglichenen Thomson-Brücke	137
J. Sawicki: Empfindlichkeit und Elementenanpassung der unabgeglichenen Thomson-Brücke	153
J. Sawicki: Messcharakteristik einer unabgeglichenen Thomson-Brücke mit mehreren Fühlern	175
J. Sorokiewicz: Analytische Betrachtung der Lösbarkeit des Glasisolators von seiner Pressform und ihre praktische Benutzung	267
R. G. Strużak: Eigenresonanzen von zylindrischen Keramik Kondensatoren	427
A. Wiszniewski: Anwendung der Theorie symmetrischer Komponenten zur Berechnung komplizierter Kurzschlüsse	3
I. Wójcik: Germanium-Hochfrequenzleistungstransistor hergestellt mit Regierung-Diffusionstechnik	599
Z. Zieliński: Frequenz-Übergangsvorgänge in Verbundnetzen	21
W. Żochowski: Longitudinale Schwingungen der Platte aus dem piezoelektrischen Material	353

СОДЕРЖАНИЕ

В. Т. Бенъковска: Магнитный переключатель каналов для телефонного коммутатора с разделением во времени	381
К. Биштыга: Динамическое торможение ас. двигателя как крайний случай частного управления	287
А. Вишневски: Применение теории симметрических составляющих при расчёте сложных случаев коротких замыканий	3
И. Вуйчик: Германиевый мощный транзистор высокой частоты изготовленный сплавно-диффузионным методом	599
Е. Гельштынски, В. Вежейски: Основные проблемы связанные с построением наносекундного осциллографа	239
Е. Горошко: Внешние характеристики однофазных руднотермических печей	71
Е. Горошко: Симметризация нагрузок однофазных электропечей	767
К. Грабовски: Характеристики накачиваемого $p-n$ перехода	405
С. Гура: Метод выбора структуры мощностей по электростанциям энергосистемы с применением вычислительной цифровой техники	677
М. Домбровски: Влияние фазово-частотных искажений телефонных каналов на передачу цифровых данных	545
М. Домбровски: Электромагнитное поле в анизотропном прямоугольном стержне	301
М. Жепецка: Стабилизация частоты микроволнового генератора в схеме Пуунда	197
В. Жоховски: Продольные колебания пластинки из пьезоэлектрического материала	353
З. Зелиньски: Переходные процессы изменений частоты в электроэнергетических системах	21
А. Карчмаревич: Информационная обратная связь для бинарной передачи — Обзор вопросов	95
Я. Кацпровски: Применение анализа и синтеза речи в электросвязи и в автоматике	479
З. Качковски: Магнитострикционные свойства железо-никелевых сплавов	39
Е. Клямка: Кремниевые диоды большой мощности	861
З. Ковальски: Принцип взаимности сопротивлений в системе симметричных составляющих	653
В. Компало: Технология и основные параметры германиевых сплавленных транзисторов типа $n-p-n$	571
М. Кравчик: Анализ работы радиолокационного антенного переключателя	211
Я. Лясоцински: Электромагнитное поле в зазоре бесконечно длинной машины с массивным ферромагнитным ротором	743
М. Налэнч: Точность и чувствительность преобразователей Холла в статических механических измерениях	521
С. Пионтэк: О возможностях применения алюминия в обмотках роторов турбогенераторов при различных системах охлаждения статора и ротора	643
С. Погожельски: Коэффициент сходимости волны в антенной технике	495
Е. Пулторак: Эвтектические контакты в Ge и Si	839
З. Пэрковски: Измерение первичных параметров цепей проводной связи непосредственным методом	319

Е. Савицки: Измерительная характеристика моста Томсона с многими датчиками	175
Е. Савицки: Характеристические особенности неуравновешенного моста Томсона	137
Е. Савицки: Чувствительность и подбор элементов неуравновешенного моста Томсона	153
Ю. Салацински, М. Зентальски, Р. Краевски: Нелинейные искажения в фильтрах проводной связи	787
Е. Сорокевич: Аналитическое исследование проблемы извлечения стеклянного изолятора из прессформы и использование итогов на практике	267
Р. Г. Стружак: Резонансы в керамических трубчатых конденсаторах	427
Т. Янковски: Применение сплавно-диффузионных транзисторов в логических схемах	819

RADA REDAKCYJNA:

Prof. Janusz Groszkowski, Prof. Janusz Lech Jakubowski, Prof. Bolesław Konorski,
Prof. Ignacy Malecki, Prof. Paweł Nowacki, Prof. Paweł Szulkin

KOMITET REDAKCYJNY:

Redaktor Naczelny: Prof. Witold Nowicki, Sekretarz: Juliusz Mierzejewski

ADRES REDAKCJI:

Warszawa, Politechnika, Plac Jedności Robotniczej 1, Katedra Tele-
transmisji Przewodowej, Gmach Mechaniki, tel. 21-007 w. 330.

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO NAUKOWE

Warszawa, Miodowa 10

THE NEW YORK PUBLIC LIBRARY ASTOR LENOX TILDEN FOUNDATION

505 N. 5TH ST. NEW YORK, N. Y. 10017

DATE OF ACQUISITION

BY

REMARKS

DATE OF ACQUISITION

BY

REMARKS

DATE OF ACQUISITION

BY

REMARKS

DATE OF ACQUISITION

BY

REMARKS

DATE OF ACQUISITION

BY

REMARKS

DATE OF ACQUISITION

BY

REMARKS

DATE OF ACQUISITION

BY

REMARKS

DATE OF ACQUISITION

BY

REMARKS

DATE OF ACQUISITION

BY

REMARKS