

M I N I S T E R S T W O Ł Ą C Z N O Ś C I

**PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

ZESZYT 2 (8)

ROK IV

WARSZAWA 1957

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

Komitet Redakcyjny

Redaktor naczelny — prof. mgr inż. Józef Wójcikiewicz

Redaktorzy działów: doc. mgr inż. Sylwester Jarkowski, inż. Aleksy Brodowski

Sekretarz Redakcji: Zygmunt Grela

Adres Redakcji: Instytut Łączności, Warszawa 4, ul. Targowa 74

SPIS TREŚCI

1. W. Rosiński — Technologia tranzystorów warstwowych	1
2. J. Sochacki — Zastosowanie generatora samodławego jako generatora harmonicznych w telefonicznych systemach nośnych	33

СОДЕРЖАНИЕ

1. В. Роси́нский — Технология плоскостных полупроводниковых триодов	72
2. Я. Соха́чки — Применение блокинг-генератора в качестве гармонического генератора в системах многократного телефонирования	72

SUMMARY

1. W. Rosiński — Technology of junction transistors	73
2. J. Sochacki — Application of blocking oscillator to frequency multiplication in carrier telephone systems	73

RÉSUMÉ

1. W. Rosiński — Technologie des transistors à couches	73
2. J. Sochacki — L'utilisation du générateur de blocage en qualité d'un générateur des harmoniques dans les systèmes téléphoniques à courants porteurs	73

ZUSAMMENFASSUNG

1. W. Rosiński — Die Technologie von Flächentransistoren	73
2. J. Sochacki — Der Sättigungs-Frequenzvervielfacher ("blocking generator") und seine Anwendung als Quelle von Trägerfrequenzen in der Trägerfrequenztelefonie	73

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Rysunki dostarczył Komitet Redakcyjny

Redaktor techniczny J. Kolbus

Korektor techniczny J. Darewska

PWT Warszawa 1957. Wydanie 1. Nakład 554 egz. Ark. wyd. 7,2 Ark. druk. 6,32 Format B5 Pap. druk. sat. kl. V, 60 g, 70×100/16. Rękopis oddano do składania 28.8.57 Podpisano do druku 20.XI.57 Druk ukończono 3. XII. 57. Symbol 80240/INB. Cena zł 27.—

Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka w Poznaniu — 2850/57 — K-19

WITOLD ROSIŃSKI

621.314.7

TECHNOLOGIA TRANZYSTORÓW WARSTWOWYCH

Rękopis dostarczono do IL 15. 3. 1957

Przedmiotem pracy jest zapoznanie czytelników z podstawowymi procesami stosowanymi przy produkcji tranzystorów. Na wstępie podano krótką charakterystykę elektrycznych parametrów tranzystora oraz określono warunki, jakim musi odpowiadać konstrukcja tranzystora, aby parametry te miały wymagane wartości. Następnie scharakteryzowano elektryczne właściwości krzemu i germanu, jako podstawowych materiałów półprzewodnikowych.

W dalszym ciągu przeprowadzono analizę procesów technologicznych stosowanych w przypadku metody stopowej. Autor rozważa tu wpływ danych konstrukcyjnych tranzystora, takich jak D_k , D_e i W_b , oraz danych materiałowych σ , D i τ na wartość β oraz oporność bazy r_b . Ponadto autor opisuje procesy technologiczne stosowane przy wytwarzaniu tranzystorów typu $p-n-p$ i $n-p-n$ poświęcając wiele uwagi technologii tranzystora stopowego o domieszce indowej, stosowanej przy produkcji tranzystorów warstwowych, prowadzonej przez Doświadczalny Ośrodek Półprzewodników Instytutu Łączności, przy czym zostały tu podane rozrzuty wartości parametrów, takich jak α , τ_k i J_{gr} dla 400 sztuk wziętych z produkcji.

W dalszym ciągu omówiono metodę tworzenia warstw p i n przez zmianę prędkości wzrostu monokryształu. W toku dyskusji tej metody podano ogólne wyrażenie na zależność koncentracji domieszek od prędkości wzrostu oraz sposób wykonania połączeń elektrycznych do poszczególnych obszarów tranzystora.

Autor podaje tu również metodę stosowaną przy produkcji tetrad warstwowych, polegającą, na wytwarzaniu cienkiego obszaru bazy podczas raptownego chłodzenia, będącej częściowo w stanie ciekłym, pałeczki germanowej.

Dużo uwagi autor poświęca zagadnieniu otrzymywania warstw p i n metodą dyfuzyjną, najbardziej obiecującą w przypadku tranzystorów w. cz. Omawia on tu rozkład koncentracji domieszek w zależności od warunków początkowych, podaje wyrażenie na współczynnik γ i opisuje procesy technologiczne.

W końcowej części pracy opisano podstawowe sposoby montażu, na co składa się wykonanie połączeń do poszczególnych obszarów oraz hermetyzacja łącznie z wstępnymi przygotowaniem tranzystorów przed tym procesem.

1. WSTĘP

Liczne zalety tranzystorów sprawiają, że konstruktorzy coraz szerzej wprowadzają tranzystory do układów elektrycznych urządzeń telekomunikacyjnych. Prowadzi to jednak do zwiększenia wymagań stawianych tranzystorom, a mianowicie rosną wymagania dotyczące mocy admisyjnej, częstotliwości granicznej, trwałości tranzystora, rozrzutu parametrów i poziomu szumów własnych. Tym ustawicznie rosnącym wymaganiom sprostać można jedynie przez doskonalenie i opracowywanie coraz to nowych metod technologicznych. Wynika stąd duża różnorodność metod technologicznych, których zadaniem jest uzyskanie wymaganych od tranzystora wartości parametrów.

W chwili obecnej stosuje się trzy podstawowe metody produkcji tranzystorów warstwowych, a mianowicie: stopową, o zmiennej prędkości wzrostu monokryształu i dyfuzyjną.

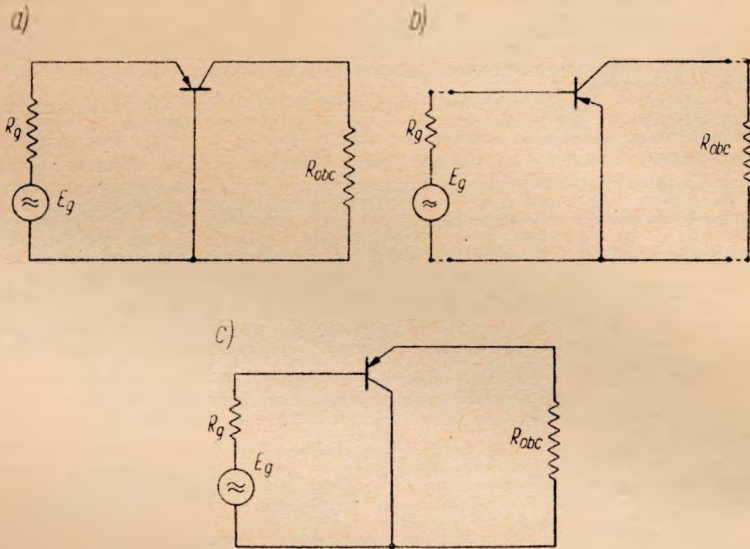
Omówienie tych metod, dla lepszego zrozumienia celowości ich stosowania, jest poprzedzone rozważaniami dotyczącymi zasad projektowania tranzystorów warstwowych oraz doboru materiałów półprzewodnikowych.

2. ZASADNICZE PARAMETRY TRANZYSTORÓW WARSTWOWYCH

Przy projektowaniu tranzystorów warstwowych są interesujące trzy zasadnicze wielkości (parametry): wzmacnienie mocy k_p , moc admysyjna P_{adm} oraz częstotliwość graniczna $f_{g\alpha}^1$.

Przeprowadzimy analizę, od jakich czynników elektrycznych i konstrukcyjnych zależą te trzy wielkości.

Wzmacnienie mocy tranzystorów warstwowych przy małych częstotliwościach zależy od układu, w jakim tranzystor pracuje, oraz od wartości następujących parametrów tranzystora:



Rys. 1. Układy tranzystorów: a) o wspólnej bazie, b) o wspólnym emiterze, c) o wspólnym kolektorze

- α — wzmacnienia prądowego w stanie zwarcia,
- r_k — oporności kolektora,
- r_e — oporności emitera,
- r_b — oporności bazy.

Dla trzech podstawowych układów pracy tranzystora (rys. 1) — WB, WE i WK — współczynniki wzmacnienia są wyrażone za pomocą poniższych wzorów:

dla układu WB

$$k_p = \frac{\alpha^2}{\left(1 + \frac{r_0}{r_k}\right) \left[\frac{r_b}{r_0} \left(1 - \alpha + \frac{r_0}{r_k}\right) + \frac{r_e}{r_0} \left(1 + \frac{r_0}{r_k}\right) \right]} \quad (1)$$

¹⁾ Częstotliwością graniczną $f_{g\alpha}$ nazywamy tę częstotliwość, przy której wzmacnienie prądowe maleje o 3 dB.

dla układu WE

$$k_p = \frac{\alpha^2}{\left(1 - \alpha + \frac{r_0}{r_k}\right) \left[\frac{r_b}{r_0} \left(1 - \alpha + \frac{r_0}{r_k}\right) + \frac{r_e}{r_0} \left(1 + \frac{r_0}{r_k}\right) \right]} \quad (2)$$

dla układu WK

$$k_p = \frac{1}{\left(1 - \alpha + \frac{r_0}{r_k}\right) \left[\frac{r_b}{r_0} \left(1 - \alpha + \frac{r_0}{r_k}\right) + \frac{r_e}{r_0} + 1 \right]} \quad (3)$$

Analiza tych wyrażeń wykazuje, że wartość współczynnika k_p dla wszystkich trzech układów pracy (zbliżona struktura wszystkich trzech wzorów) jest tym większa, im α jest bliższe jedności oraz im oporność kolektora r_k jest większa, a oporności emitera r_e i bazy r_b — są mniejsze. Ze względu jednak na znaczne ograniczenie szerokości wzmacnianego pasma przy zbyt dużych wartościach współczynnika α unika się przekraczania wartości α powyżej 0,98.

Współczynnik α określony jako:

$$\alpha = - \left(\frac{\partial I_k}{\partial I_e} \right) U_k = \text{const} \quad (4)$$

zależy od trzech czynników γ , β i α^* w sposób następujący:

$$\alpha = \gamma \beta \alpha^* \quad (5)$$

Te czynniki określają odpowiednio zdolność emitera do wprowadzania nośników mniejszościowych do obszaru bazy (np. dziur do obszaru bazy o przewodnictwie typu n), stratę nośników dyfundujących przez obszar bazy ku kolektorowi wskutek rekombinacji oraz proces powielania nośników wywołany przez nośniki mniejszościowe, które dotarły do przejścia baza-kolektor i przechodzą do obszaru kolektora.

Współczynnik γ wyznacza się z zależności:

$$\gamma = \frac{\partial I_{ew}}{\partial I_{ec}} \Big|_{U_k = \text{const}} = \frac{1}{1 + \frac{n_{em} D_b W_b}{n_{bm} D_e L_{em}}} \approx 1 - \frac{\sigma_b}{\sigma_e} \cdot \frac{W_b}{L_{em}} \quad (6-7)$$

gdzie:

I_{ew} — prąd większościowy emitera,

I_{ec} — całkowity prąd emitera,

n_{em} — koncentracja nośników mniejszościowych emitera pochodząca z bazy,

n_{bm} — koncentracja nośników mniejszościowych bazy pochodząca z emitera,

D_b — stała dyfuzji nośników podstawowych bazy,

D_e — stała dyfuzji nośników podstawowych emitera,

W_b — grubość obszaru bazy (między przejściem emiter-baza i baza-kolektor),

L_{em} — droga dyfuzyjna nośników mniejszościowych w emiterze,

$$\frac{\sigma_b}{\sigma_e} = \frac{n_{em} D_b}{n_{bm} D_e}$$

$$\frac{\sigma_b}{\sigma_e} = \frac{n_{em} D_b}{n_{bm} D_e}$$

σ_b — przewodność obszaru bazy,

σ_e — przewodność obszaru emitera.

Przy dostatecznie małych stosunkach przewodności $\frac{\sigma_b}{\sigma_e}$ i $\frac{W_b}{L_{em}}$ współczynnik γ przyjmuje wartości bardzo bliskie jedności. W praktyce wartość stosunku $\frac{\sigma_b}{\sigma_e}$ wybiera się około 0,01, co zapewnia wartości γ powyżej 0,99.

Współczynnik β określa, jaka część prądu nośników mniejszościowych I_{em} obszaru bazy, wchodzącego doń od strony emitera, dociera do kolektora tworząc prąd kolektora I_{km} .

Zgodnie z tą definicją

$$\beta = \left(\frac{\partial I_{km}}{\partial I_{em}} \right)_{U_k = \text{const}} = \frac{1}{\cosh \frac{W_b}{L_{bm}}} \approx 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W_b}{L_{bm}} \right)^2 = 1 - \frac{W_b^2}{2 t_{bm} D_{bm}}, \quad (8)$$

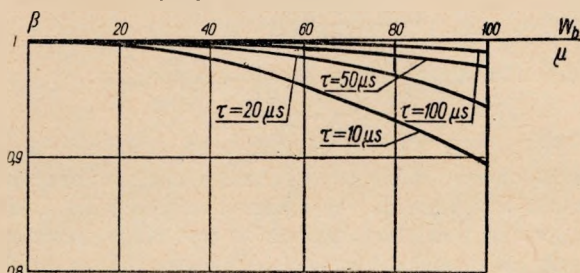
gdzie:

L_{bm} — droga dyfuzyjna nośników mniejszościowych w obszarze bazy,

t_{bm} — czas życia nośników mniejszościowych w obszarze bazy,

D_{bm} — stała dyfuzji nośników mniejszościowych w obszarze bazy.

Jeśli grubość obszaru bazy W_b jest dużo mniejsza od drogi dyfuzyjnej nośników mniejszościowych, to współczynnik β różni się nieznacznie od jedności. Na rysunku 2 przedstawiono zależność współczynnika β od wartości W_b dla różnych wartości czasu życia. Wykresy te wskazują, w jaki sposób współczynnik β zależy od czasu życia nośników mniejszościowych użytego materiału.



Rys. 2. Zależność współczynnika β od odległości emitera i kolektora W_b dla czasu życia nośników $\tau = 10, 20, 50, 100 \mu\text{s}$ i germanu typu n o wartości $D = 45 \text{ cm}^2/\text{s}$

Trzeci wreszcie współczynnik α^* , określający stopień powielania nośników przy przejściu przez obszar baza-kolektor, zależy od stosunku przewodności $\frac{\sigma_{km}}{\sigma_{kw}}$ wywołanych odpowiednio przez nośniki większościowe i elektrony:

$$\alpha^* = 1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\sigma_{km}}{\sigma_{kw}}. \quad (9)$$

Wartość ta, w przypadku gdy przewodność obszaru kolektora jest duża ($\sigma_k \gg \sigma_s$ przewodności półprzewodnika samoistnego), co ma zwykle miejsce, jest w praktyce równa jedności.

Uwzględniając powyżej napisane zależności otrzymujemy na współczynnik α następujące wyrażenie:

$$\alpha = \left(1 - \frac{\sigma_b}{\sigma_e} \cdot \frac{W_b}{L_{em}} \right) \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W_b}{L_{bm}} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\sigma_{km}}{\sigma_{kw}} \right). \quad (10)$$

Analiza tego wyrażenia pozwala konstruktorowi zorientować się, w jaki sposób można wpływać na wartość współczynnika α . W celu osiągnięcia dużych wartości współczynnika α należy uczynić stosunki $\frac{\sigma_b}{\sigma_e}$ i $\frac{W_b}{L_{bm}}$ możliwie małe.

Następny parametr tranzystora — oporność r_k — zależy od wielkości prądu emitera,

który dociera do bariery kolektora, oraz od stopnia oddziaływania napięcia kolektora na szerokość bariery kolektora. Oporność tę określa się wzorem (przy uwzględnieniu $\alpha^* \approx 1$):

$$r_k = -W_b \frac{1}{\frac{\partial W_b}{\partial U_k}} \cdot \frac{1}{I_{ew}\beta}, \quad (11)$$

gdzie U_k — napięcie kolektora.

Wynika stąd, że zmniejszenie grubości obszaru bazy W_b prowadzi do zmniejszenia oporności kolektora r_k .

Na wypadkową oporność kolektora wpływa oporność upływu powierzchniowego r_{ku} między obszarami kolektora i bazy o wartości częstokroć dużo mniejszej od oporności r_k przejścia p - n , w związku z tym należy dążyć, przez wybór odpowiednich procesów technologicznych, do ograniczenia tej oporności.

Parametr r_e ma znaczenie drugorzędne przy dostatecznie dużym prądzie emitera, gdyż zgodnie z poniższym wzorem wartość oporności emitera jest odwrotnie proporcjonalna do prądu:

$$r_e = \frac{25}{I_e} + K, \quad (12)$$

gdzie I_e jest wyrażone w mA.

Wartość K jest określona opornościami istniejącymi poza przejściem p - n (oporność obszaru emitera i połączenia z obwodem zewnętrznym) i zwykle wynosi kilka omów. Na przykład przy $I_e = 1$ mA oporność r_e wynosi $(25 + K)$ Ω . W tranzystorach mocy pracujących przy prądach rzędu 100 mA o oporności r_e decyduje oporność określona wielkością K [wynosi ona bowiem $(0,25 + K)$ omów].

Oporność bazy r_b zależy od oporności właściwej ρ_b zastosowanego na obszar bazy materiału półprzewodnikowego, od geometrycznych jej rozmiarów oraz od konfiguracji elektrod emitera i kolektora. Jest ona dla każdego rodzaju technologii otrzymywania tranzystorów inna i w związku z tym zostanie szczegółowo rozpatrzona przy omawianiu poszczególnych metod technologicznych. Podkreślić tu należy szczególnie ważną rolę tej oporności w przypadku tranzystorów mocy. Przy prądach sterujących, wynoszących części ampera, duża oporność bazy wywołuje znaczne straty mocy sterowania (przy prądzie bazy 0,1 A i oporności bazy 100 Ω strata mocy wynosi 1 W). W związku z tym dążyć należy do tego, aby wartość oporności r_b była jak najmniejsza.

W przypadku częstotliwości większych niż akustyczne należy uwzględnić fakt zależności współczynnika α od częstotliwości oraz istnienie takich pojemności, jak pojemność przejścia p - n kolektor-baza oraz pojemności dyfuzyjnej emiter-baza.

Malenie współczynnika α ze wzrostem częstotliwości wynika z następującej zależności β od ωt

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{1}{2}(1 + j\omega t_p) \frac{W_b^2}{L_{bm}^2}}, \quad (13)$$

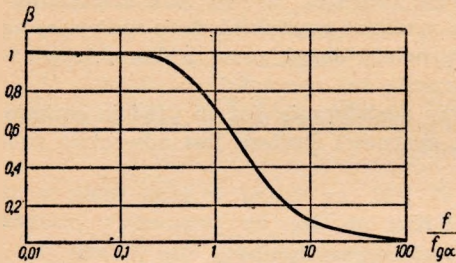
gdzie t_p — czas przelotu nośników między emiternem i kolektorem, i ma przebieg przedstawiony na rys. 3. Na osi odciętych odłożono stosunek $\frac{f}{f_{gx}}$, czyli stosunek częstotliwości przenoszonego sygnału do tzw. częstotliwości granicznej.

Częstotliwość graniczną określa się wzorem:

$$f_{g\alpha} = \frac{D_{bm}}{\pi W_b^2} \quad (14)$$

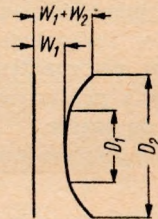
Wzór ten jest słuszny w przypadku płaskich przejść $p-n$ (o równoległych powierzchniach) przy powierzchniach zakrzywionych w sposób przedstawiony na rys. 4. Częstotliwość graniczna zmienia się K -krotnie zgodnie z zależnością

$$f_{g\alpha} = \frac{D_{bm}}{W_b^2} K. \quad (15)$$



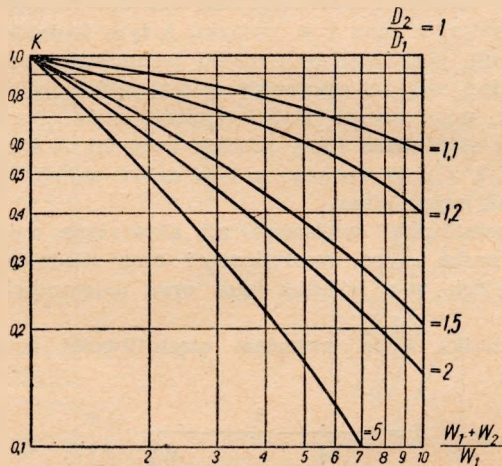
Rys. 3. Zależność współczynnika β od stosunku

$$\text{ku } \frac{f}{f_{g\alpha}}, \text{ gdzie } f_{g\alpha} = \frac{D_{bm}}{\pi W_b^2}$$



Rys. 4. Jeden z możliwych układów powierzchni przejść $p-n$ w tranzystorze

Wartość K zależy od stosunku $\frac{W_1 + W_2}{W_1}$ (patrz rys. 4) oraz od stosunku średnic $\frac{D_2}{D_1}$ w sposób przedstawiony na rys. 5. Wynika stąd, że odchylenie powierzchni przejść od płaszczyzny obniża w bardzo dużym stopniu wartość częstotliwości granicznej.

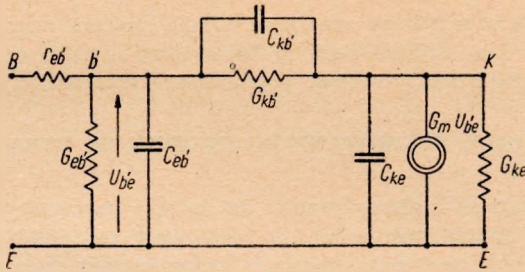


Rys. 5. Wykres używany do wyznaczania współczynnika K w zależności od wymiarów przejść

Wpływ pojemności występujących w tranzystorze ocenić można najlepiej rozpatrując układ zastępczy tranzystora dla większych częstotliwości, przedstawiony na rys. 6.

Pojemność $C_{kb'}$ kolektor-baza określa się ze wzoru dla kondensatora płaskiego

$$C = \frac{\epsilon S}{d}, \quad (16)$$

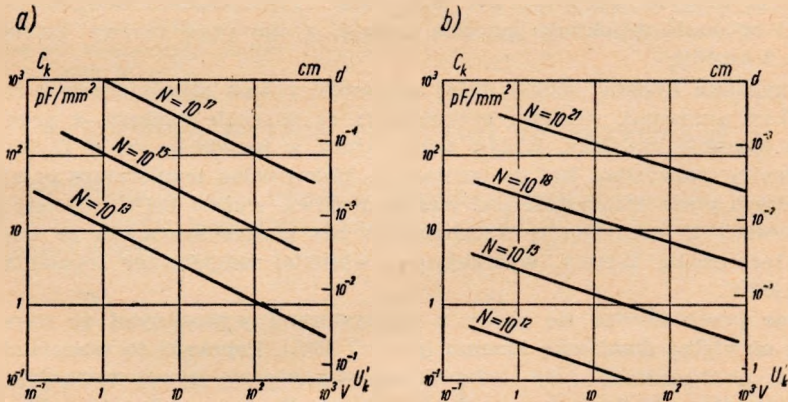


Rys. 6. Układ zastępczy tranzystora dla wielkich częstotliwości

gdzie:

- ϵ — stała dielektryczna materiału półprzewodnikowego (12 dla krzemu, 16 dla germanu),
- S — powierzchnia przejścia $p-n$,
- d — grubość bariery $p-n$ (rys. 7).

Grubość bariery d jest funkcją napięcia U'_k na barierze i jest uzależniona od gradientu koncentracji domieszek w tym obszarze, a więc od technologii przejścia $p-n$.



Rys. 7. Wykresy ilustrujące zależność pojemności C_k i grubości bariery d od napięcia U'_k koncentracji domieszek N : a) dla przejść stopowych, b) dla przejść wyciąganych

Pojemność ta może wynosić od kilku do kilkudziesięciu pikofaradów na milimetr kwadratowy w zależności od koncentracji akceptorów i donorów w półprzewodniku oraz napięcia U'_k na przejściu. Zależność tę przedstawiono na rys. 7.

Pojemność dyfuzyjna $C_{eb'}$ w obszarze bazy jest określona przez zależność

$$C_{eb'} = \frac{e}{kT} \cdot \frac{W_b^2 I_e}{2D_{bm}}, \quad (17)$$

gdzie:

- e — ładunek elektronu,
- k — stała Boltzmana,
- T — temperatura bezwzględna.

Pojemność $C_{eb'}$ rośnie zatem ze wzrostem prądu emitera oraz z kwadratem grubości obszaru bazy W_h . Wynika stąd, że tranzystory o dużej częstotliwości granicznej mają równocześnie małą wartość pojemności dyfuzyjnej $C_{eb'}$.

3. MATERIAŁY STOSOWANE DO PRODUKCJI TRANZYSTORÓW

Po tych wyjaśnieniach możemy przejść do ogólnej charakterystyki materiału półprzewodnikowego, który stosuje się do produkcji tranzystorów. Na tranzystory warstwowe stosuje się wyłącznie materiał półprzewodnikowy monokrystaliczny — germanowy lub krzemowy.

Zaletą germanu jest dużo wyższa ruchliwość (większa stała dyfuzji) nośników prądu, co umożliwia osiągnięcie przy tej samej grubości obszaru bazy co najmniej dwukrotnie większych częstotliwości granicznych niż w przypadku krzemu oraz znacznie większego czasu życia nośników. Ponadto dzięki dużo niższej temperaturze topnienia, wynoszącej ok. 956°C, wykonywanie takich procesów technologicznych, jak monokryształizacja germanu bądź wprowadzanie domieszek metodą stopową, jest bardzo ułatwione. Ta skądinąd poważna zaleta germanu jest jednak równocześnie także jego dużą wadą. Parametry germanowych elementów półprzewodnikowych wykazują bowiem duże zmiany przy stosunkowo niewielkich zmianach temperatury — od 20 do 70°C; przy temperaturach przejścia $p-n$ powyżej 80°C półprzewodniki germanowe nie mogą być stosowane. Przy zmianach temperatury od 20 do 70°C oporność kolektora znacznie maleje, a np. prąd zerowy kolektora I_{k0} wzrasta 5-krotnie.

W przypadku krzemu, dzięki dużej szerokości pasma zabronionego (1,12 eV wobec 0,72 eV germanu), wartości oporności r_k są znacznie większe, a prąd zerowy I_{k0} jest znacznie mniejszy. Wpływ temperatury w przedziale od 20°C do 70°C na te parametry tranzystora jest do pominięcia. Maksymalna temperatura przejść $p-n$, przy których praca tranzystora jest jeszcze możliwa, wynosi 150°C. Niestety produkcja krzemowych tranzystorów warstwowych jest bardzo kosztowna ze względu na trudną technologię krzemu, wynikającą z wysokiej temperatury topnienia, wynoszącej 1435°C.

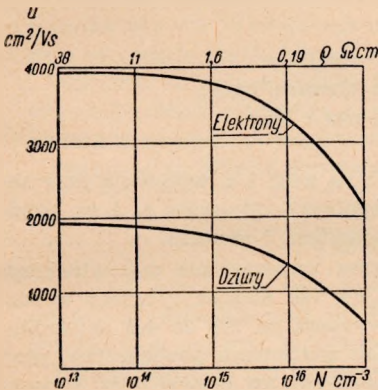
Obecnie przeprowadza się próby z tranzystorami wykonanymi ze stopów germanu z niewielką domieszką krzemu (poniżej 10%). Poprawia to właściwości tranzystorów germanowych przy jednocześnie stosunkowo łatwej technologii stopu. A więc np. przy 3% krzemu w germanie szerokość pasma zabronionego powiększa się do wartości 0,83 eV, a prąd zerowy I_{k0} powiększa się tylko trzykrotnie przy zmianie temperatury z 20°C na 70°C. Jednocześnie nie występuje tu jeszcze poważne obniżenie ruchliwości nośników.

Z rozważań tych wynika, że w układach, w których temperatura przejść $p-n$ może być większa od 70°C, należy stosować tranzystory krzemowe lub przynajmniej krzemowo-germanowe.

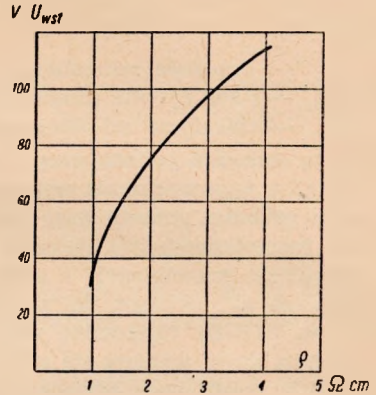
Ze względu na możliwe zmniejszanie się czasu życia nośników wskutek ciepłych procesów technologicznych, którym poddaje się płytkę półprzewodnikową w trakcie wytwarzania przejść $p-n$, pożądane jest stosowanie materiału półprzewodnikowego o możliwie dużym czasie życia nośników, np. większym od 100 μs .

Dwa pozostałe parametry charakterystyczne półprzewodnika: ruchliwość i oporność właściwą dobiera się tak, aby uzyskać jak największą częstotliwość graniczną i możliwie małą oporność bazy Są to jednak dwa warunki sprzeczne, gdyż poniżej pewnej wartości oporności właściwej (ok. $1 \Omega \text{ cm}$, rys. 8) ruchliwość nośników zaczyna gwałtownie maleć, a więc będzie maleć częstotliwość graniczna.

Wartość oporności właściwej półprzewodnika decyduje także o napięciu pracy tranzystora. Maksymalne napięcie wsteczne maleje ze wzrostem koncentracji domieszek (rys. 9) i przy oporności półprzewodnika poniżej $1 \Omega \text{ cm}$ napięcie przebicia kolektor-baza staje się mniejsze od 20 V . Ogranicza to napięcie użyteczne kolektora do wartości poniżej 6 V .



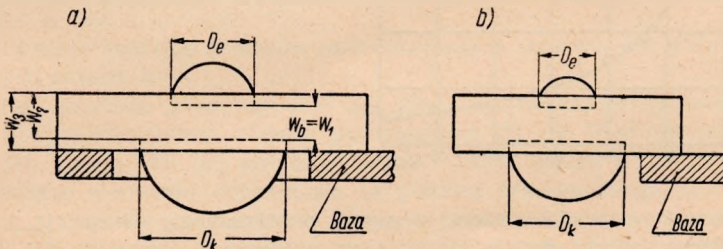
Rys. 8. Zależność ruchliwości nośników od oporności właściwej germanu typu n oraz od koncentracji domieszek N



Rys. 9. Zależność napięcia wstecznego od oporności właściwej germanu typu n

4. STOPOWA METODA PRODUKCJI TRANZYSTORÓW

Zanim przejdziemy do opisu procesów technologicznych stosowanych przy otrzymywaniu tranzystorów stopowych, rozpatrzmy przykład typowej konstrukcji tranzystora stopowego (rys. 10).



Rys. 10. Szkic ilustrujący zasadę konstrukcji tranzystora stopowego: a) połączenie symetryczne b) połączenie niesymetryczne

Rozważania teoretyczne wskazują, że współczynnik α w tego rodzaju tranzystorach zależy również od stosunku powierzchni kolektora i emitera. Wynika to stąd, że przy zbyt dużej powierzchni emitera konfiguracja pola między obu przejściami $p-n$

wywołuje duże straty na rekombinację powierzchniową. Optymalne wartości współczynnika α uzyskuje się przy stosunku średnic kolektora D_k i emitera D_e wynoszącym od 1,5 do 2.

Ze względu na wygodniejszą postać wzoru podamy tu uzależnienie wielkości $\frac{1}{b} = \frac{1-\alpha}{\alpha}$ od właściwości materiału półprzewodnikowego i rozmiarów przejść $p-n$ (przy założeniu, że te przejścia są płaskie):

$$\frac{1}{b} = \frac{1-\alpha}{\alpha} = \frac{W_b^2}{2D_{bm}\tau_{bm}} + \frac{\sigma_b W_b}{\sigma_e L_{em}} + \frac{sD_k^2 W_b}{D_e^2 D_{bm}}, \quad (18)$$

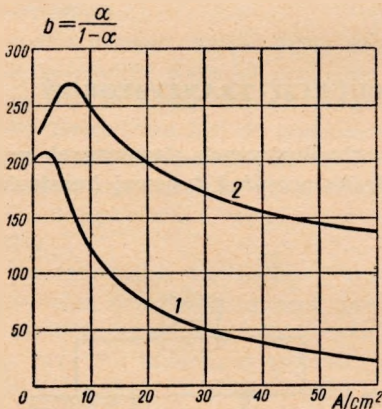
gdzie:

- s — prędkość rekombinacji powierzchniowej nośników,
- D_{bm} — stała dyfuzji nośników mniejszościowych obszaru bazy,
- τ_{bm} — czas życia nośników mniejszościowych obszaru bazy.

Resztę oznaczeń podano przy wzorach (7) i (8).

Analiza tego wyrażenia wskazuje, że na wartość b , a więc i α , wpływają przy zadanej grubości obszaru bazy przewodności poszczególnych obszarów σ_e i σ_b , prędkość rekombinacji oraz stosunek średnic przejść kolektora i emitera.

Prędkość rekombinacji s może być obniżona przez zastosowanie odpowiedniego trawienia chemicznego, np. za pomocą mieszanki CP4, lub elektrolitycznego w roztworze Na(OH). Optymalne wartości prędkości s wynoszą od 250 do 400 cm/s. Stosunek σ_b do σ_e wybiera się ok. 0,01, ulega on jednak znacznemu powiększeniu przy wzroście prądu bazy (zwiększa się przewodność bazy σ_b), co prowadzi w konsekwencji do obniżenia się wartości współczynnika γ . W konsekwencji współczynnik b



Rys. 11. Zależność wartości współczynnika b od gęstości prądu emitera. Krzywa 1 — ind, krzywa 2 — ind-glin

maleje ze wzrostem prądu emitera w sposób przedstawiony na rys. 11. W celu zapobieżenia temu należy dążyć do dalszego zwiększenia przewodności emitera σ_e przez zwiększenie koncentracji akceptorów w tym obszarze. Można to uczynić stosując w procesie wytwarzania przejścia $p-n$ domieszki o stałej segregacji, większej niż stała segregacji indu, co umożliwi zatrzymanie w wykrystalizowującej sieci germanu większej ilości materiału domieszki. Takimi materiałami o większej stałej segregacji są glin i gal. Glin jest domieszką bardzo skuteczną, lecz trudną do użytkowania ze względu na łatwość utleniania się.

Wartość współczynnika α zależy w dużym stopniu od kształtu powierzchni przejść $p-n$. Jeśli powierzchnie te są wypukłe, np. w sposób przedstawiony na rys. 4, to wywołuje to zmniejszenie wartości współczynnika α i to tym znaczniejsze, im bardziej wypukłe są powierzchnie przejść. Kształt tych powierzchni zależy od rodzaju płaszczyny krystalizacji oraz od gradientu temperatury. Okazuje się, że szybkość procesu roztwarzania germanu przez ind zależy od osi krystalizacji i postępuje najwolniej w płaszczynie największego upakowania atomów sieci, zwanej płaszczyną 111. Ten proces roztwarzania germanu w indzie następuje równomiernie wzdłuż całej powierzchni zetknięcia indu z germanem, gdy odbywa się przy wzroście temperatury nie szybszym niż 20°C na minutę (od 300°C począwszy). Prawidłowość procesu rekrytalizacji wymaga również bardzo stopniowego studzenia próbki przy gradencie temperatury nie przekraczającym 20°C na minutę, co umożliwia osiągnięcie w każdym momencie stanu równowagi roztworu.

Wreszcie, w celu zorientowania się, jakie czynniki wpływają na oporność bazy, przeanalizujemy wyrażenie na tę oporność, które otrzymuje się dla konstrukcji tranzystora stopowego przedstawionej na rys. 10.

Oporność tę określa następujące wyrażenie:

$$r_b = \rho_b \left(\frac{1}{8\pi W_1} + \frac{1}{2\pi W_2} \cdot \ln \frac{D_k}{D_e} + \frac{1}{2\pi W_3} \cdot \ln \frac{D_b}{D_k} \right). \quad (19)$$

Analiza wzoru (19) wskazuje, że oporność bazy jest proporcjonalna do oporności właściwej materiału oraz zależy od grubości poszczególnych obszarów bazy i średnic przejść $p-n$ emitera, kolektora oraz elektrody bazy.

Bardzo istotnym dla tranzystorów stopowych jest utrzymanie możliwie małej wartości stosunku $\frac{D_b}{D_k}$. Dla przykładu przyjmijmy, że $\rho_b = 1 \Omega\text{cm}$, $W_1 = 30 \mu$, $D_k = = D_e = 0,6 \text{ mm}$ i $D_b = 1,2 \text{ mm}$ przy $W_3 = 100 \mu$.

Oporność r_b wyniesie wtedy:

$$r_b = 1 \left(\frac{10^4}{8 \cdot 30} + \frac{10^4}{2 \cdot 100} \cdot \ln \frac{1,2}{0,6} \right) = 24,4 \Omega.$$

W przypadku tranzystorów wielkiej częstotliwości główną część oporności bazy stanowi pierwszy składnik, gdyż W_1 ma tu wartość małą, wynoszącą nawet $10 \div 15 \mu$.

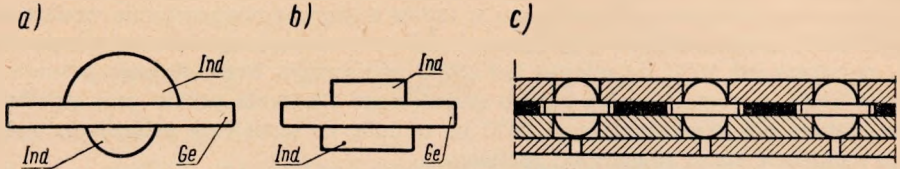
Przy niesymetrycznym połączeniu odprowadzenia od obszaru bazy (rys. 10b) oporność bazy bardzo znacznie wzrasta, z tego też względu tego sposobu połączenia z bazą należy unikać.

Niżej podany jest opis procesów technologicznych stosowanych przy otrzymywaniu stopowych przejść $p-n$.

Stopowe przejście $p-n$ uzyskuje się przez wprowadzenie do monokrystalicznej płytki półprzewodnikowej atomów pierwiastków III lub V grupy, jak np. ind, gal, bor i glin (grupa III) lub antymon, arsen i fosfor (grupa V). Wprowadzenie tych pierwiastków domieszki odbywa się za pomocą odpowiedniego procesu cieplnego, któremu towarzyszy roztwarzanie germanu przez pierwiastek domieszki. W przypadku germanu typu n najczęściej stosowanymi domieszkami są czysty ind lub stop indu z cyną lub ołowiem. Wprowadzona do płytki domieszka indu wywołuje powstanie w części płytki obszaru o przewodnictwie typu p . Jeśli wytworzyć takie dwa obszary typu p oddzielone obszarem typu n , to powstanie tranzystor typu $p-n-p$. Tranzystory $n-p-n$ uzyskuje się w przypadku zastosowania domieszek V grupy, a mianowicie antymonu lub arsenu, zwykle w postaci kilkunastoprocentowego stopu z ołowiem w przypadku antymonu i kilkuprocentowego w przypadku arsenu.

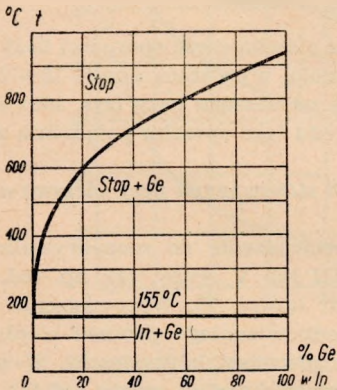
Przebieg procesów technologicznych stosowanych przy otrzymywaniu tranzystorów typu $p-n-p$ przy użyciu indu jako domieszki jest następujący.

Na płytce germanowej o grubości dobranej odpowiednio do typu tranzystora (od ok. 60μ w przypadku tranzystorów wielkiej częstotliwości do ok. 200μ w przypadku tranzystorów dużej mocy) umieszcza się po przeciwległych stronach płytki pewną objętość indu w postaci czaszy lub walca (rys. 12a, b) i podgrzewa się ca-

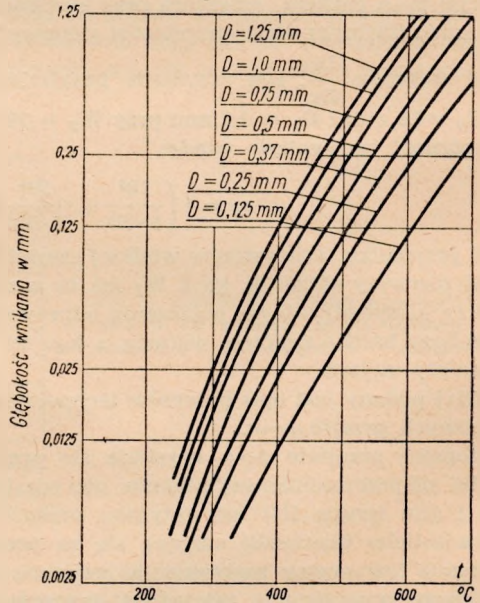


Rys. 12. Sposób umieszczenia indu na płytce germanowej: a) przy użyciu półkul indowych, b) przy użyciu walców indowych, c) szablon do zestawiania indu i płytki germanowej

łość w piecu bądź w próżni ok. 10^{-2} Tr, bądź w atmosferze redukującej do temperatury wynoszącej od 480 do 540°C . Podgrzewanie wykonuje się przy tym w ten sposób, aby gradient temperatury nie przekraczał 20°C na minutę (poczynając od 300°C). Na granicy obszaru ind-german rozpoczyna się roztwarzanie germanu w indzie zgodnie z wykresem $In-Ge$ (rys. 13). Proces ter. następuje



Rys. 13. Wykres dwufazowy stopu ind-german

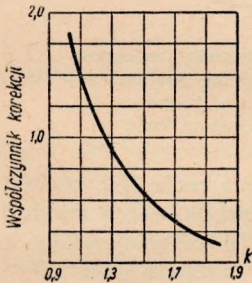


Rys. 14. Głębokość wnikania indu jako funkcja temperatury i objętości indu

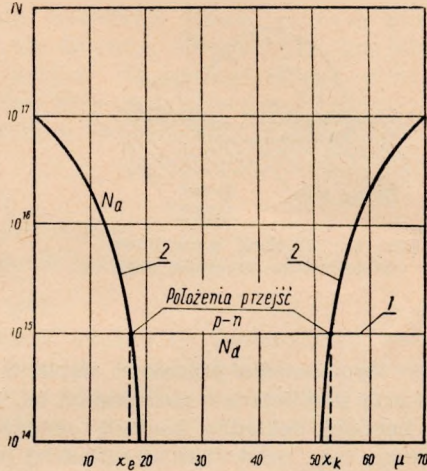
ku wewnątrz płytki. Dzięki odpowiedniemu gradientowi zmian temperatury roztwór w każdym momencie jest w stanie równowagi. Głębokość wnikania zależy od temperatury i objętości indu. Zależność ta jest przedstawiona na rys. 14 dla

przypadku współczynnika rozlewania się indu, równego 1,4. Przy innych wartościach tego współczynnika należy wprowadzić korekcję na głębokość wnikania, podaną na rys. 15. Współczynnik rozlewania się indu określa stosunek średnic podstawy czaszy lub walca indowego do średnicy uzyskanej po procesie stapiania domieszki.

Temperaturę podnosi się do takiej wartości, przy której głębokość wnikania jest wystarczająca do uzyskania dostatecznie dużej wartości współczynnika α i częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$. Zbyt wysoka temperatura płytki germanowej wywołuje zwarcie obu obszarów indu wskutek zbyt głębokiego jego wnikania w płytkę germanową.



Rys. 15. Współczynnik korekcji głębokości wnikania indu w zależności od współczynnika k rozlewania się indu



Rys. 16. Rozkład koncentracji domieszek w płytce półprzewodnikowej po procesie stapiania: 1 — koncentracja donorów w płytce przed procesem stapiania, 2 — koncentracja akceptorów po procesie stapiania

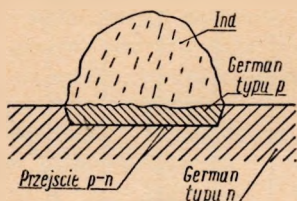
Po osiągnięciu optymalnej wartości temperatury obniża się ją stopniowo, dzięki czemu german wykryształizowuje zachowując monokrystaliczną strukturę płytki, jednocześnie zatrzymując w sieci krystalicznej pewną liczbę atomów indu. Wskutek tego przewodnictwo tych części płytki zmienia się z n na p , a na granicy tych obszarów i obszaru n wytwarzają się dwa przejścia $p-n$. Rozkład koncentracji nośników uzyskany po tym procesie ma przebieg przedstawiony na rys. 16.

Średnia oporność obszaru o przewodnictwie typu p wynosi od 10^{-2} do 10^{-3} Ωcm .

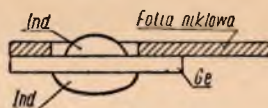
Jakość otrzymanych w tym procesie przejść $p-n$ zależy od doskonałości monokrystalicznego materiału płytki, określonej czasem życia nośników (większym od $50 \mu\text{s}$) oraz gęstością dyslokacji przypadających na cm^2 powierzchni (wynoszącej ok. 10^{10}), od prędkości procesu stapiania i rekryształizacji oraz od stopnia zwilżania germanu przez ind. Szczególną uwagę należy zwrócić na to, aby gradient wzrostu i obniżania temperatury miał możliwie stały przebieg, określony charakterystyką pieca, i aby był niezależny od wsadu.

Płaski kształt przejścia, zapewniający dużą wartość współczynnika α oraz optymalną wartość $f_{g\alpha}$, uzyskuje się przy użyciu płytek germanowych ciętych w płaszczyźnie 111. Na rysunku 17 podano przykładowo przekrój przejścia $p-n$ wykona-

nego na tego rodzaju płytce. Jednorodność przejścia $p-n$ poprawia się jeszcze bardziej przy wtapianiu indu przez warstwę złota. W tym celu napyła się na germanową płytkę po przeciwnych jej stronach warstwę złota o grubości kilkudziesięciu angstrémów. Następnie nakłada się na napyłone obszary kulki indowe o promieniu odpowiednio dobranym do promienia napyłonego obszaru i podgrzewa do temperatury ok. 350°C . Ind dzięki doskonałemu zwilżaniu powierzchni złota rozlewa się równomiernie tworząc stop złota z indem. Po ostudzeniu próbki wytrawia się za pomocą wody królewskiej tę część złota, która tworzy dokoła indowej czaszy bardzo cienki pierścień nie zwilżony przez ind. Po umieszczeniu na płytce germanowej w sposób przedstawiony na rys. 18 cienkiej folii niklowej (grubości $0,1 \div 0,2$ mm), tworzącej połączenie do bazy, podgrzewa się całość do temperatury ok. 540°C lub nawet wy-



Rys. 17. Przekrój prawidłowo wytworzonego przejścia $p-n$

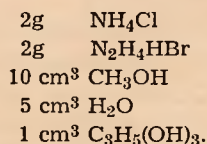


Rys. 18. Sposób umieszczenia na płytce germanowej folii niklowej tworzącej połączenie z bazą

żej. Dzięki zwolnionemu procesowi stapiania czas grzania może być znacznie wydłużony i przy przejściach o powierzchni ok. 1 mm^2 wynosi ok. $10 \div 12$ minut. Umożliwia to bardziej dokładną kontrolę odległości przejść $p-n$ zmniejszając rozrzut parametrów α i $J_{g\alpha}$ dzięki bardziej płaskiej powierzchni przejścia $p-n$.

Ze względu na mniejszy rozrzut parametrów sposób ten jest bardziej wskazany w produkcji, mimo że jest on bardziej złożony.

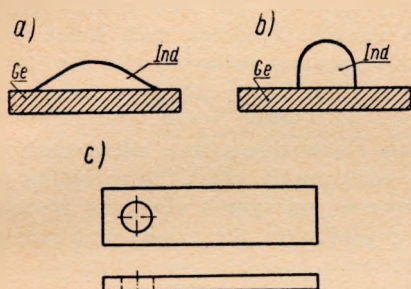
Proces wytwarzania przejścia $p-n$ rozбивa się zazwyczaj na dwie części. W pierwszym etapie umieszcza się na płytce germanowej czaszę sporządzoną ze stopu 1% cynku i 99% indu, zwilżoną roztworem utworzonym z następujących składników:



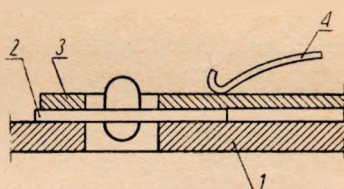
Obie czasze umieszcza się dokładnie naprzeciw siebie po obu stronach płytki germanowej. Dokładne ustawienie uzyskuje się za pomocą odpowiedniego szablonu, wykonanego z grafitu próżniowego lub tantalu. Płytkę germanową musi być przedtem starannie wytrawiona chemicznie, np. w standardowej mieszance trawiącej, oznaczonej symbolem CP4, a następnie spłukana w destylowanej (zdejonizowanej) wodzie i przemyta alkoholem lub eterem.

Po nałożeniu czasz indowych podgrzewa się całość w piecu próżniowym lub w atmosferze obojętnej do temperatury 350°C , utrzymując ją przez 1 minutę, a następnie studzi się. Jeśli proces był wykonany prawidłowo, czasza przybiera kształt pokazany na rys. 19a, w przypadku kształtu przedstawionego na rys. 19b zwilżanie przez ind nie jest dostateczne. Po tej operacji wytrawia się płytki germanowe z wtopionymi do nich indami w mieszance CP4 i przepłukuje wodą destylowaną.

Następnym etapem jest wykonanie połączenia płytki z bazą oraz uzyskanie przejść $p-n$ na odpowiedniej głębokości wewnątrz płytki, co umożliwia osiągnięcie odpowiednio dużej wartości współczynnika α i częstotliwości granicznej $f_{g\alpha}$. Połączenie z bazą wykonuje się za pomocą wstążeczki z folii niklowej, grubości np. 0,1 do 0,2 mm, wykonanej w sposób przedstawiony na rys. 19c. Tworzy ona pierścien otaczający kulkę indową, co zapewnia minimum oporności. Średnica otworu jest zwykle o 0,7 do 1 mm większa od średnicy czaszy indowej. Płytkę i wstążeczkę umieszcza się w odpowiednim szablonie w sposób przedstawiony na rys. 20 i podgrzewa w piecu próżniowym do temperatury od 480°C do 540°C, zależnej (zgodnie z rys. 14) od objętości indu i wymaganej głębokości wnikania, a więc i grubości



Rys. 19. Kształt czaszy indowej: a) przy prawidłowym zwilżeniu przez Ind, b) przy nieprawidłowym zwilżeniu przez Ind, c) kształt folii stosowanej jako połączenie z bazą



Rys. 20. Sposób umieszczenia płytki i doprowadzenia bazy w szablonie: 1 — płytka adaptera, 2 — płytka germanowa, 3 — folia niklowa, 4 — sprężyna przyciskająca folię

płytki. Duże znaczenie dla powtarzalności procesu ma charakterystyka pieca grzejnego, który powinien mieć dużą moc i odpowiednio dobraną bezwładność cieplną, umożliwiającą uzyskanie odpowiedniego gradientu temperatury (nie przekraczającego 20°C na minutę), oraz takie rozmiary w stosunku do szablonu, aby zapewnić jego równomierną temperaturę. Wzrost temperatury do 350°C powinien być możliwie jak najszybszy.

Tak wykonane tranzystory muszą być starannie wytrawione w mieszanice CP4, a następnie w 20-procentowym kwasie azotowym, wypłukane w wodzie destylowanej, wysuszone i sprawdzone na mikromanipulatorze.

Prądy obu elektrod (emitera i kolektora) przy napięciach 6 V w stosunku do bazy nie powinny przekraczać 20 μ A. Jeżeli prądy te są większe, zaleca się powtórne trawienie w kwasie azotowym. Bardzo skuteczną metodą stabilizacji okazuje się częstokroć obciążenie tranzystora do wartości mocy admysyjnej ok. 50–100 mW na okres czasu wynoszący kilka godzin.

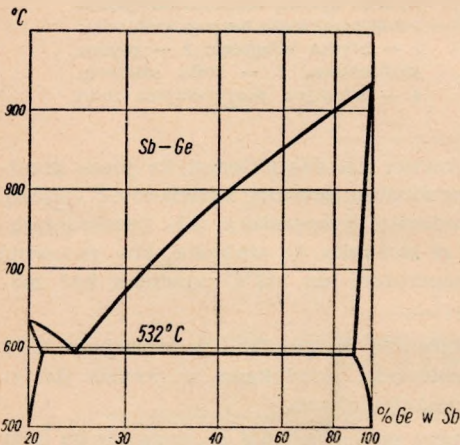
Bardzo skuteczne okazuje się również stosowanie trawienia elektrochemicznego w 10-procentowym roztworze NaOH.

Podkreślić tu należy, że w celu utrzymania możliwie małego rozrzutu parametrów tranzystora należy jak najstaranniej przeprowadzić określenie grubości płytki półprzewodnikowej (z dokładnością przynajmniej do $\pm 2 \mu$) oraz polerować bardzo starannie jej powierzchnię. Należy również stosować wszelkie środki ostrożności, aby powierzchnia płytki przed nałożeniem czasz indowych była jak najczystsza.

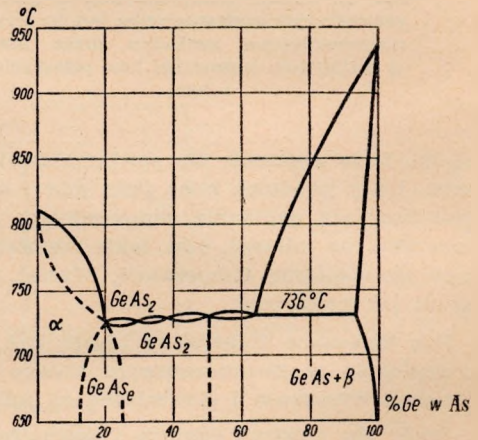
Przy produkcji tranzystorów warstwowych typu $p-n-p$, prowadzonej w Doświadczalnym Ośrodku Półprzewodników Instytutu Łączności (opartej na opracowaniach Zakładu Elektroniki Instytutu Podstawowych Problemów Techniki PAN), stosuje się następujące przepisy technologiczne.

Płytki germanowe otrzymuje się z monokrystalicznej laski przez cięcie jej za pomocą tarczy molibdenowej o grubości 0,2 mm. Grubość płytek wynosi 0,25–0,3 mm. Płytki te są szlifowane do grubości 150 μ , przy czym stosuje się coraz bardziej drobnoziarniste papiery w celu uzyskania jak najgładszej powierzchni. W dalszym ciągu strawia się płytki w mieszance CP4 do grubości 100 μ . Strawioną do tej grubości płytkę łupie się stalowym dłutkiem na płytki o wymiarach ok. 3×3 mm i określa się ich grubość z dokładnością $\pm 2 \mu$ za pomocą odpowiedniego czujnika. Równolegle przygotowuje się czasze indowe przez cięcie na dwie równe części indowych kulek, dokładnie przedtem kalibrowanych. Średnica tych kulek wynosi 0,95–1 mm. Otrzymuje się je w piecu próżniowym przez podgrzewanie równych wagowo ilości indy, który uzyskuje się np. przez cięcie drutu indowego na równe kawałki.

Indowe czasze i płytki germanowe zestawia się w złożonym z kilku części przyrządzie (rys. 12c), który ułatwia dokładne centrowanie czasz. Poszczególne części przyrządu wykonane są z tantalu. Zestawione w ten sposób elementy tranzystora poddawano wstępnemu zgrzewaniu w piecu próżniowym. Stosowano przy tym szybkie grzanie do 350°C, a następnie szybkie studzenie.



Rys. 21. Wykres dwufazowy stopu Sb — Ge



Rys. 22. Wykres dwufazowy stopu As — Ge

W ten sposób otrzymane płytki ze złączami (rys. 19a) trawiono w mieszance CP4 przez 25 sekund, a po wypłukaniu w wodzie podwójnie destylowanej i wysuszeniu układano wraz z niklowymi wstążeczkami, stanowiącymi połączenie z bazą w przyrządzie, którego fragment pokazano na rys. 20. Przyrząd ten umieszcza się następnie w piecu próżniowym i podgrzewa do temperatury około 520°C. W opisany poprzednio sposób otrzymuje się tranzystor gotowy do montażu.

Poszczególne tranzystory po ostygnięciu są trawione w mieszance CP4 przez 15 sekund, płukane i suszone, a następnie sprawdzane elektrycznie na prąd zerowy obu złącz (przy napięciu zaporowym — 6 V) oraz wartość współczynnika α . Tranzystory,

których prąd zerowy (I_{k0}) jest mniejszy od 100 μ A, a współczynnik $\alpha > 0,9$, zostają przekazane do montażu.

W przypadku tranzystorów $n-p-n$ stosuje się materiał półprzewodnikowy typu p oraz domieszkę arsenu lub antymonu, zwykle w postaci stopu z ołowiem.

Czasze wykonane ze stopu antymonu z ołowiem (ok. 5% antymonu) lub z arsenu z ołowiem (ok. 1% arsenu) umieszcza się w podobny sposób jak w przypadku indu — po obu stronach płytki i podgrzewa całość do temperatury ok. 750°C, utrzymując w tej temperaturze przez 20 do 30 minut. W procesie tym german jest roztworzany przez antymon lub arsen w ilości określonej przez wykres Sb—Ge (rys. 21) lub As—Ge (rys. 22). Ze względu na większą zawartość arsenu w sieci krystalicznej jest on chętniej stosowany, gdyż zapewnia to dużą zdolność emitera do wprowadzania nośników mniejszościowych, co czyni współczynnik α mniej zależnym od wartości prądu sterowania. Dlatego tranzystory dużej mocy wykonuje się często w postaci tranzystorów typu $n-p-n$.

We wszelkiego rodzaju procesach stopowych należy zwracać szczególną uwagę, aby przy przekroczeniu temperatury 400°C chłodzenie odbywało się dostatecznie wolno, w przeciwnym przypadku grozi niebezpieczeństwo powstawania akceptorów cieplnych.

5. METODA ZMIENNEJ PRĘDKOŚCI WYCIĄGANIA MONOKRYSTAŁU

Tranzystorowe przejścia $p-n$ można otrzymać również stosując technikę używaną przy monokryształizacji krzemu lub germanu. Znane są zasadniczo dwa sposoby zmiany przewodnictwa półprzewodnika uzyskiwanego w czasie monokryształizacji.

Przy stosowaniu pierwszego sposobu monokryształiczna pałeczka jest wyciągana przy stałej prędkości, a domieszki akceptorowe, np. galu i donorowe antymonu są dodawane na zmianę w niewielkich ilościach, tak aby roztwór półprzewodnika pozostawał w warunkach bliskich kompensacji ($N_a \approx N_d$). Ze względu na stopniowe zanieczyszczanie germanu, wyjściowy materiał stosowany w czasie tego procesu powinien być o czystości samoistnej. Zwiększająca się w czasie wzrostu kryształu koncentracja domieszek będzie zmniejszać czas życia nośników mniejszościowych.

Sposób drugi pozwala uniknąć tej trudności dzięki temu, że zmianę typu przewodnictwa uzyskuje się przez zmianę prędkości wyciągania monokryształu, co wywołuje zmianę koncentracji wykryształizującej się w stanie stałym domieszki (rys. 23). Jeśli więc wybierzemy tak koncentracje domieszek N_d i N_a , aby przy pewnej prędkości v wzrostu równe sobie koncentracje N'_a i N'_d przechodziły do fazy stałej, to przy wzroście prędkości do wartości v_1 (patrz rys. 23) koncentracja domieszki donorowej (antymonu) wzrośnie do wartości N_{d1} , podczas gdy koncentracja domieszki akceptorowej (galu) wzrośnie nieznacznie, np. do wartości N_{a1} . Wskutek tego różnica $N_{d1} - N_{a1}$ stanie się dodatnia i półprzewodnik będzie wykazywał przewodnictwo typu n . Przy obniżeniu prędkości do wartości v_2 różnica koncentracji $N_{d2} - N_{a2}$ będzie ujemna (gdyż antymonu będzie ubywać szybciej) i półprzewodnik będzie typu p . W ten sposób zmieniając prędkość wzrostu pałeczki możemy otrzymać na przemian obszary typu p i n o wymaganej grubości (rys. 24). Dobierając odpowiednio parametry układu możemy uzyskać pożądaną gradient koncentracji w fazie stałej z zależności:

$$\frac{d(N'_d - N'_a)}{dv} = N_{d0} k_d(v) \left[\frac{1}{k_d(v)} \cdot \frac{dk_d}{dv} - \frac{1}{k_a(v)} \cdot \frac{dk_a}{dv} \right], \quad (20)$$

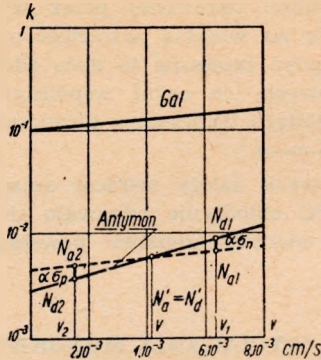
gdzie:

N_{d0} — początkowa koncentracja donorów w fazie ciekłej;

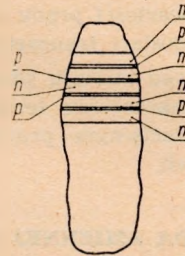
$k_d(v)$ — stała segregacji domieszki donorowej będącej funkcją prędkości wzrostu kryształu; stałą segregacji nazywa się stosunek koncentracji domieszek w półprzewodniku w fazie stałej (w bezpośrednim sąsiedztwie obu faz) do koncentracji w roztworze;

$k_a(v)$ — stała segregacji domieszki akceptorowej.

Stała segregacji



Rys. 23. Zależność stałej segregacji od prędkości wzrostu kryształu dla galu i dla antymonu



Rys. 24. Układ warstw różnego typu przewodnictwa przy zmiennej prędkości wzrostu kryształu

Oczywiście należy pamiętać o tym, że zależność ta jest słuszna dla przypadku dużych objętości germanu w stosunku do ilości germanu w pałeczce monokrystalicznej.

Gdy ten warunek nie jest spełniony, należy uwzględnić, że stosunek $\frac{N_d}{N_a}$ zmienia się wg zależności

$$\frac{N_d}{N_a} = \frac{N_{d0}}{N_{a0}} (1 - x) \quad (k_a - k_d) \quad (21)$$

gdzie N_d i N_a — koncentracje w roztworze, gdy wykrystalizowana pałeczka ma objętość stanowiącą x całkowitej objętości (x — część objętości, która wykrystalizowała w postaci pałeczki).

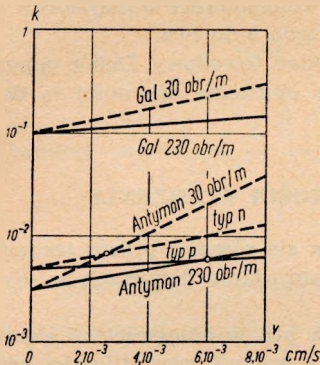
Aby uzyskać liniową zmianę koncentracji, należy dobrać warunki pracy, a więc v_0 , w takiej części obszaru (rys. 23), aby wielkości $\alpha\sigma_p$ i $\alpha\sigma_n$ miały wartości zbliżone.

Istnieje jeszcze jedna możliwość kontrolowanej zmiany typu przewodnictwa, a mianowicie za pomocą zmiany szybkości obrotowej kryształu. Wpływ prędkości obrotowej na stałą segregacji ilustruje rys. 25. Ten sposób zmiany przewodnictwa umożliwia otrzymywanie bardzo cienkich warstw przy zastosowaniu zmian prędkości w postaci przebiegów nieustalonych.

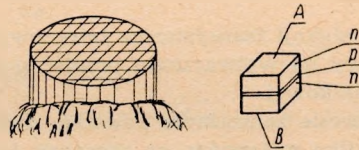
Tranzystory otrzymuje się z pałeczek tego rodzaju przez pocięcie ich w kierunku osi wzrostu na słupki o przekroju 1×1 mm, a następnie na małe graniastosłupy (rys. 26) o długości ok. 2–4 mm, z których każdy zawiera dwa przejścia $p-n$. Płaszczyzny zewnętrzne A i B są przylutowane do metalowych płytek, np. niklu, i tworzą połączenia o małej oporności do obszarów emitera i kolektora. Połączenie do obszaru bazy wykonuje się za pomocą cienkiego (kilkunastomikronowego) złotego

drucika, przypawanego do obszaru bazy przy użyciu spawarki kondensatorowej. Złoto stosuje się przede wszystkim ze względu na jego miękkość, eliminującą naprężenia w spawie. W przypadku krzemu, w tym samym celu stosuje się często aluminium, tworzący bardzo dobry spaw z krzemem. Ponieważ obszar bazy jest zwykle bardzo cienki, ma np. grubość kilku mikronów, przeto stosuje się często

Stała segregacji



Rys. 25. Zależność stałych segregacji k od prędkości obrotowej tygla (lub zarodka) dla galu i antymonu



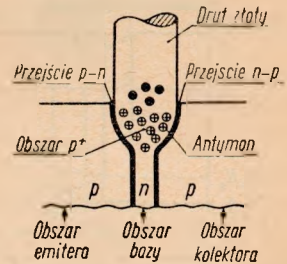
Rys. 26. Ilustracja sposobu cięcia monokryształu na indywidualne elementy tranzystorowe

w drucie złotym lub aluminium domieszki tej grupy, która odpowiada rodzajowi przewodnictwa obszaru bazy (np. dla obszaru bazy typu n dodaje się do złota arsen lub antymon, w przypadku obszaru bazy typu p wystarczy użyć czystego drutu aluminium). Przy spawaniu dyfuzja domieszki znajdującej się w przypawanym drucie do materiału półprzewodnikowego wywołuje powstanie dookoła punktu wtopienia warstwy o przewodnictwie obszaru bazy. W rezultacie wytwarza się w obszarach emitera i kolektora przejście $p-n$ stanowiące przedłużenie przejść między obszarami bazy i emitera oraz kolektora (rys. 27). Jednocześnie zwiększa się koncentracja właściwego rodzaju domieszek w obszarze bazy, zmniejszając oporność przejścia z przewodu do obszaru bazy.

Proces ten jest bardzo podobny do procesu formowania stosowanego w przypadku tranzystorów ostrzowych.

Tego rodzaju tranzystory są najczęściej wykonywane w postaci tzw. tetrod półprzewodnikowych. W tym przypadku wykonuje się dwa połączenia z obszarem bazy po przeciwnych stronach płytki.

Zaletą tranzystorów wykonywanych za pomocą opisanych wyżej procesów technologicznych jest to, że przejścia $p-n$ tworzą płaszczyzny równoległe, dzięki czemu uzyskuje się duże wartości współczynnika α i częstotliwości granicznej f_{gx} . Stopniowa zmiana koncentracji domieszek umożliwia stosowanie większych napięć kolektora i zapewnia małą jego pojemność. Wadą natomiast



Rys. 27. Ilustracja układu warstw $p-n$ powstających przy przypawaniu połączenia z obszarem bazy. Obszar p^+ wzbogacony przez domieszki akceptorowe, $p-n$ — przejście wytworzone między przypawanym do obszaru bazy drutem i obszarami emitera i kolektora

jest stosunkowo duża zewnętrzna oporność szeregową K (wzór 12) emitera oraz duża oporność obszaru bazy, wynikająca ze wzoru

$$r_b = \frac{\rho_b}{W_b} \quad (22)$$

Ponieważ wartości oporności właściwej materiału bazy ρ_b są stosunkowo duże (ok. $10 \Omega \text{ cm}$), a grubość obszaru bazy jest mała, wartości tej oporności mogą wynosić do 1000, a nawet i więcej omów. Dotyczy to w szczególności tranzystorów wielkiej częstotliwości, w których wymiar W_b może być rzędu 5 do 10μ .

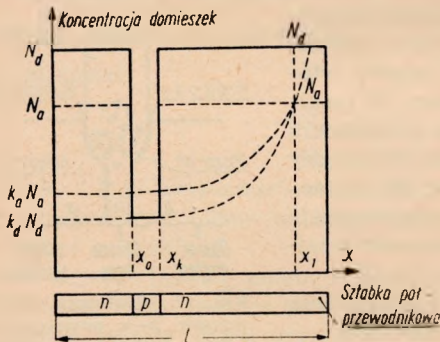
Z tego też względu najchętniej stosuje się tu układ tetrodowy. Dobór odpowiedniej wartości prądu elektrody dodatkowej umożliwia obniżenie oporności r_b do bardzo małych wartości.

6. METODA ZMIENNEJ PRĘDKOŚCI STUDZENIA

Do produkcji tranzystorów tetrodowych stosuje się również proces technologiczny polegający na wytwarzaniu przejść p-n przez zamrażanie domieszek w płytce półprzewodnikowej.

W procesie zamrażania powstają dwa przejścia p-n w odległości od siebie wynoszącej kilka mikronów, co zapewnia bardzo dużą wartość częstotliwości granicznej. Do tego celu stosuje się sztabki półprzewodnika o średnicy $0,75 \text{ mm}$ i długości ok. 2 mm .

Sposób powstawania przejść p-n ilustruje rys. 28. Sztabka półprzewodnikowa stosowana w tym procesie zawiera oba rodzaje domieszek, dobrane np. w ten sposób, aby koncentracja donorów N_d w fazie stałej była większa od koncentracji akceptorów N_a .



Rys. 28. Wykres ilustrujący powstawanie przejść p-n

Wyobraźmy sobie, że tego rodzaju sztabka jest podgrzewana z jednego końca w ten sposób, aby część podgrzewana była w fazie ciekłej, pozostała zaś część — w fazie stałej. Niech granica fazy stałej i ciekłej odpowiada płaszczyźnie o współrzędnej x_0 . Przy stopniowym obniżaniu temperatury następuje zamrażanie domieszek w obszarze na prawo od współrzędnej x_0 , przy czym koncentracje akceptorów i donorów na powierzchni rozgraniczającej obie fazy mają wartości $k_a N_a$ i $k_d N_d$. Współczynniki k_a i k_d są stałymi segregacji w zadanych warunkach.

Jeśli wielkość $k_d N_d < k_a N_a$, to materiał półprzewodnikowy na prawo od płaszczyzny x_0 przyjmuje przewodnictwo typu p, wskutek czego powstaje przejście n-p.

Dalsze powolne studzenie powoduje zmianę rozkładu domieszek. W pewnej odległości od płaszczyzny x_0 , odpowiadającej współrzędnej x_1 powstanie drugie przejście p - n . Grubość obszaru środkowego będzie jednak bardzo duża. Cieńszy obszar bazy można uzyskać, jeśli studzenie odbywa się bardzo szybko. Osiąga się wtedy powrót do stanu wyjściowego, a więc do stanu przewodnictwa typu n .

Koncentracje w obszarze na prawo od współrzędnej x_0 obliczamy z zależności

$$i \quad \left. \begin{aligned} n_a(x) &= k_a N_a (1-g)^{(k_a-1)} \\ n_d(x) &= k_d N_d (1-g)^{(k_d-1)} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

gdzie g oznacza zestalającą się część roztworu, określoną zależnością

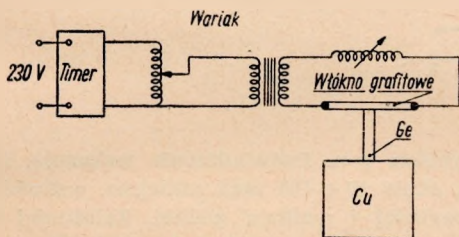
$$g = \frac{x - x_0}{l - x_0}$$

w której l — długość sztabki.

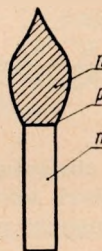
Warunek prawidłowości procesu wymaga, aby $\frac{k_d}{k_a} \ll 1$.

Proces wytwarzania cienkiego obszaru bazy przeprowadza się w następujący sposób.

W układzie przedstawionym na rys. 29 nagrzewa się sztabkę germanu o przewodnictwie typu n — której koncentracja domieszek i stałe segregacji spełniają powyżej podane warunki — za pomocą grafitowego włókna rozżarzonego do temperatury takiej (ok. 2300°C), przy której spełniony jest warunek, aby połowa pałeczki germanowej była w stanie ciekłym. Druga połowa pałeczki jest połączona z blokiem materiału o wysokiej przewodności cieplnej (np. z miedzi). Blok



Rys. 29. Schemat układu stosowanego przy otrzymywaniu tetrad wielkiej częstotliwości



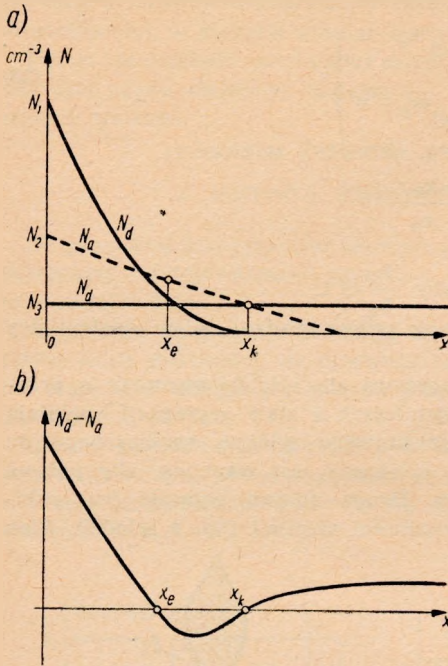
Rys. 30. Kształt tetrodowej sztabki po procesie stapiania

ten powinien być dodatkowo chłodzony, np. za pomocą przepływu zimnej wody. Po osiągnięciu stanu ustalonego przerywa się obwód włókna grafitowego oraz przerywa się styk włókna z germanem. W tych warunkach następuje szybkie studzenie sztabki i wytworzenie obu przejść p - n . Prędkość studzenia powinna w pierwszej chwili przekraczać 1000°C/s. Oporność właściwa próbki germanu powinna wynosić kilka dziesiątych omocentymetra. Sztabka przybiera po tym procesie kształt przedstawiony na rys. 30. Grubość obszaru bazy wynosząca kilka mikronów.

7. DYFUZYJNA METODA PRODUKCJI TRANZYSTORÓW

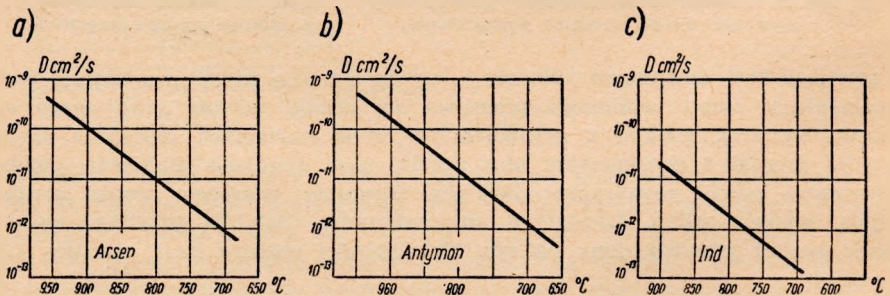
Wielokrotne przejścia p - n można uzyskać stosując jednoczesną dyfuzję dwóch rodzajów domieszek należących do grup III i V. Przy wyborze odpowiedniego zakresu temperatur i odpowiednich koncentracji powierzchniowych tych domie-

szek osiąga się wskutek różnicy ich współczynników dyfuzji w płytce półprzewodnikowej rozkład koncentracji donorów i akceptorów przedstawiony na rys. 31. W przypadku takiego rozkładu koncentracji domieszek powstają dwie powierzchnie o współrzędnych x_e i x_k rozgraniczające obszary o różnym typie przewodnictwa. Na



Rys. 31. Rozkład koncentracji domieszek akceptorowych N_a i donorowych N_d oraz wypadkowej $N_d - N_a$ wzdłuż płytki (współrzędna x) uzyskiwanych w procesie dyfuzji domieszek

granicy tych obszarów powstają przejścia p-n. Doświadczenie wskazuje, że stałe dyfuzji domieszek akceptorowych są około $10 \div 100$ razy mniejsze, wskutek czego donorowe domieszki poruszają się szybciej i wnikają głębiej. Zależności stałych



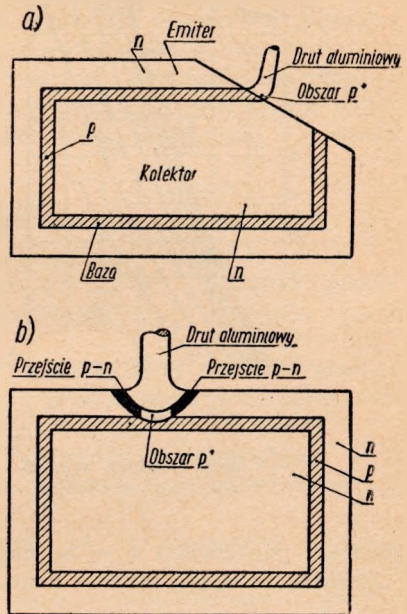
Rys. 32. Zależność stałych dyfuzji od temperatury: a) dla arsenu, b) dla antymonu, c) dla indu

dyfuzji arsenu, antymonu i indu w germanie przedstawiono na rys. 32. Temperatury stosowane w procesie dyfuzji wynoszą dla krzemu od 1000 do 1300°C, dla germanu zaś od 750°C do 850°C.

Przy odpowiednio dobranym czasie, temperaturze procesu oraz rodzaju domieszek można uzyskać bardzo wąski obszar zawarty między powierzchniami x_e i x_k . Zmiana koncentracji domieszek wzdłuż obszaru środkowego zawartego między x_e i x_k w znacznej części obszaru przyspiesza dyfundujące przezeń nośniki skracając ich czas przelotu, a więc podwyższając częstotliwość graniczną. Osiągane w praktyce grubości obszaru bazy wynoszą ok. $2 \div 4 (10^{-4} \text{ cm})$, co zapewnia częstotliwości graniczne sięgające 500 MHz w przypadku germanu.

Układ obszarów o różnym typie przewodnictwa, który otrzymuje się w tym procesie dyfuzji, przedstawiono na rys. 33. Połączenie z poszczególnymi obszarami wykonuje się stosując technikę opisaną w punkcie 8.

W procesie dyfuzji stosuje się zwykle znacznie większe koncentracje powierzchniowe donorów (większe stężenie gazów domieszki donorowej), a często rozpoczyna



Rys. 33. Rozkład obszarów o różnym typie przewodnictwa uzyskiwany w płytce półprzewodnikowej po procesie dyfuzji

się proces dyfuzji donorów znacznie wcześniej. Proces dyfuzyjny pozwala uzyskać przejście p-n o bardzo dużej jednorodności. Wadą jednak tego procesu jest znaczne obniżanie się czasu życia nośników wskutek stosowania bardzo wysokich temperatur. Ten wzgląd przemawia więc za stosowaniem podczas procesu dyfuzji jak najniższych temperatur.

Jeśli przyjąć następujące oznaczenia:

$N(x)$ — koncentracja domieszek w dowolnej odległości od powierzchni (x),

N_1 i N_2 — koncentracje domieszek na powierzchni emitera ($x = 0$) i bazy ($x = x_e$),

N_3 — koncentracja początkowa przed procesem dyfuzji,

L_1 i L_2 — drogi dyfuzyjne domieszek o koncentracjach N_1 i N_2

oraz

$$\Gamma\left(\frac{x}{L_1}\right) = \frac{N\left(\frac{x}{L_1}\right)}{N_3}, \quad \Gamma_1 = \frac{N_1}{N_3}, \quad \Gamma_2 = \frac{N_2}{N_3}, \quad \lambda = \frac{L_1}{L_2},$$

to wartość $N(x)$ można wyznaczyć z zależności

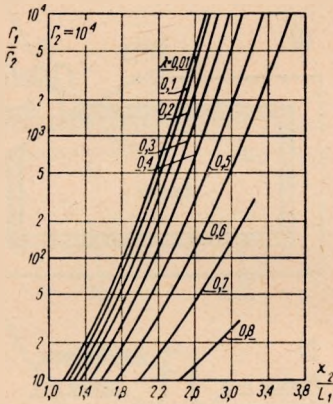
$$N(x) = N_1 \cdot \operatorname{erfc} \frac{x}{L_1} - N_2 \operatorname{erfc} \frac{x}{L_2} + N_3 \quad (26)$$

lub z zależności

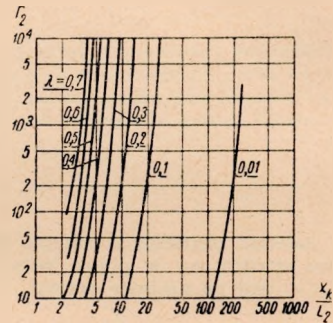
$$\Gamma = \Gamma_1 \operatorname{erfc} \frac{x}{L_1} - \Gamma_2 \operatorname{erfc} \left(\frac{x}{L_2} \right). \quad (27)$$

Współrzędne przejść x_e i x_k znajdujemy ze wzoru (27) czyniąc $\Gamma = 0$. Wartość minimum (rys. 31) wypada dla wartości x_{min} .

Wartości $\frac{x_e}{L_1}$ dla różnych wartości λ można wyznaczyć z wykresu przedstawionego na rys. 34.



Rys. 34. Zależność stosunku $\frac{\Gamma_1}{\Gamma_2}$ od $\frac{x_e}{L_1}$ przy różnych wartościach λ



Rys. 35. Zależność Γ_2 od $\frac{x_k}{L_2}$ przy różnych wartościach λ

Położenie powierzchni $x = x_k$ można wyznaczyć z wykresu podanego na rys. 35. Zdolność emisyjną emitera γ można określić za pomocą wzoru:

$$\gamma = \frac{1}{D_e \int_{\text{bazy}} (N_a - N_d) dx - D_b \int_{\text{emitera}} (N_d - N_a) dx} \quad (28)$$

Wartości całek zależą od wartości Γ_1 i Γ_2 , gdzie:

D_e — stała dyfuzji nośników mniejszościowych emitera,

D_b — stała dyfuzji nośników mniejszościowych bazy.

Korzystając z wykresów na rys. 34 i 35 można, mając wartość λ oraz znając położenie przejść w punktach $x = x_e$ i x_k , wyznaczyć przebieg zależności (27), a następnie wartość współczynnika γ .

Proces dyfuzji przeprowadza się w następujący sposób. Płytkę (np. krzemową) o przewodnictwie typu n o wymiarach $1,5 \times 0,5 \times 10$ mm umieszcza się w molibdenowej kapsułce szczelnie zamkniętej, w której umieszcza się domieszki (np. antymonu i glinu). W przypadku germanu stosuje się domieszki antymonu i indu lub

glinu. W celu uzyskania bardziej powtarzalnego dawkowania zamiast czystej domieszki stosuje się płytki krzemu lub germanu o odpowiedniej procentowej zawartości tych domieszek. Pozwala to przy zadanej temperaturze na uzyskanie zupełnie określonej prężności par domieszek.

Molibdenową kapsułkę umieszcza się w odpowiednim piecyku, który nagrzewa się do temperatury ok. $900 \div 1300^{\circ}\text{C}$ w przypadku krzemu lub do temperatury $700 \div 850^{\circ}\text{C}$ w przypadku germanu. Proces grzania trwa od kilku do kilkunastu godzin. Po ostudzeniu próbki zostaje ona pocięta na szereg mniejszych płytek (prostopadłe do najdłuższego wymiaru). Płytki te po wytrawieniu mają układ warstw przedstawiony na rys. 33. Następnym etapem jest wykonanie połączeń do poszczególnych obszarów. Do obszarów wewnętrznego i zewnętrznego połączenie może być wykonane przez napylenie cienkiej warstwy złota i antymonu i przylutowanie cienkiej folii (np. niklowej) w piecu próżniowym.

Połączenie do obszaru środkowego może być wykonane za pomocą przypawanego przewodu z materiału zawierającego domieszkę stosowaną w obszarze środkowym (w przypadku tranzystora typu $n-p-n$ zawierającego domieszkę akceptorową). W procesie przypawania domieszka akceptorowa dyfundująca w obszarze typu n wytwarza między przypawanym drutem połączeniowym a obszarem o przewodnictwie typu n przejście $p-n$ (rys. 33).

8. TECHNOLOGIA MONTAŻU TRANZYSTORA WARSTWOWEGO

Montaż tranzystora można podzielić na szereg odrębnych operacji.

Pierwsza operacja polega na wytrawieniu płytki germanowej, w której uzyskano odpowiednie przejścia $p-n$ za pomocą jednego z wyżej opisanych procesów, oraz na sprawdzeniu ich jakości.

W drugiej operacji wykonuje się połączenia z elektrodami emitera, kolektora i bazy oraz montaż tranzystora na podstawie i pomiar niektórych parametrów (I_{k_0} oraz α).

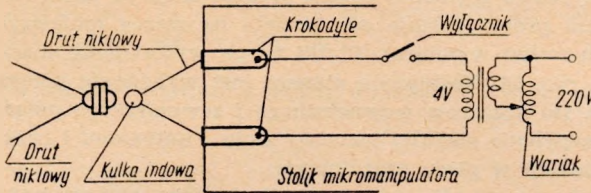
Następna operacja polega na przygotowaniu tranzystora do hermetyzacji. Ostatnią wreszcie operacją jest hermetyzacja i proces starzenia tranzystora zakończony pomiarem wszystkich parametrów elektrycznych.

Trawienie płytki tranzystorowej przeprowadza się w mieszance trawiącej, np. CP4, przez zanurzenie jej na 15 do 25 sekund (najlepsze wyniki osiąga się trawiąc w bieżącym strumieniu mieszanki). Po wyjęciu płytki z mieszanki spłukuje się ją starannie w bieżącym strumieniu wody podwójnie destylowanej (w destylarce kwarcowej) i po wysuszeniu w strumieniu ciepłego powietrza mierzy się wartość prądu wstecznego poszczególnych przejść $p-n$ przy napięciu 4,5 do 6 V. Wartość ta nie powinna przekraczać $20 \mu\text{A}$.

W przypadku tranzystorów stopowych, w których w procesie wytwarzania przejść $p-n$ jest przylutowywane połączenie z bazą, miejsce lutowania należy pokryć przed trawieniem lakierem polistyrenowym lub nitrocelulozowym.

Połączenie z poszczególnymi obszarami tranzystora wykonuje się różnymi sposobami, właściwymi dla zastosowanej technologii przejść. W przypadku tranzystora stopowego połączenie z indowymi czaszami emitera i kolektora wykonywane są np. za pomocą przewodów niklowych o grubości od 75 do 100μ . Przewody te są lutowane do czasz bądź za pomocą stopu o niskiej temperaturze topnienia od 100 do 120°C (złożonego z cyny, ołowiu i bizmutu), bądź w próżni przez podgrzewanie tranzystora do temperatury ok. 170°C , bądź też za pomocą cienkiego strumienia gorącego wodoru lokalnie podgrzewającego punkt styku przewodu niklowego z czaszą indową.

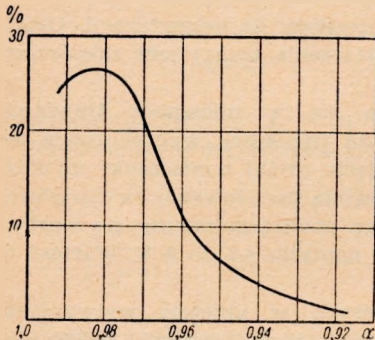
Montaż tranzystorów warstwowych produkowanych przez Doświadczalny Ośrodek Półprzewodników Instytutu Łączności wykonywano w następujący sposób¹⁾. Tranzystory o prawidłowo wykonywanych złączach p—n zaopatruje się w nikłowe przewody o grubości 70 μ lutowane do czasz indowych emitera i kolektora. Przewody te są wykonane w postaci litery „V” (rys. 36). U podstawy litery przytapia się kulkę indową o średnicy 0,5 do 0,6 mm, końce zaś litery „V” łączy się ze źródłem prądu



Rys. 36. Schemat ideowy stanowiska do lutowania połączeń z elektrodami emitera i kolektora

(około 1,0 V) o regulowanym napięciu. Jednocześnie kulkę indową ustawia się za pomocą mikromanipulatora tak, aby znajdowała się blisko lutowanej czaszy indowej. Następnie włącza się napięcie i nagrzewa drut nikłowy do takiej temperatury, aby kulka indowa stała się płynna. Kulkę tę następnie styka się z czaszą indową tranzystora, przerywając jednocześnie dopływ prądu, co zapewnia właściwe przyłutowanie nikłowych przewodów bez zmiany właściwości przejścia p—n. W dalszym ciągu montuje się tranzystor na trzymaku przez przyspawanie wyprowadzeń elektrod tranzystora do drutów trzymaka.

Zmontowany na trzymaku tranzystor trawi się elektrolitycznie przez kilkakrotne, krótkotrwałe zanurzenie (ok. 1-sekundowe) w 5-procentowym roztworze NaOH



Rys. 37. Procentowy rozkład ilości tranzystorów w zależności od uzyskiwanej wartości współczynnika α

przy napięciu ok. 10 V. Po wypłukaniu i wysuszeniu oraz sprawdzeniu prądu zerowego i współczynnika α tranzystor poddaje się procesowi hermetyzacji. Starzenie tranzystora po hermetyzacji wykonuje się w warunkach normalnej pracy tranzystora. Okres starzenia wynosi 2 ÷ 3 dni. Badania przeprowadzone na serii 400 sztuk tranzystorów wykazały stosunkowo mały rozrzut parametru α . Znaczna większość, gdyż ponad 80% produkowanych tranzystorów, miała wartość α zawartą w granicach 0,97 ÷ 0,99. Krzywą procentowego rozkładu współczynnika α przedstawiono na rys. 37.

¹⁾ Patent PRL.

W przypadku tranzystorów otrzymywanych innymi metodami połączenia do emitera i kolektora wykonuje się przez napylenie antymonu i złota oraz przylutowanie do nich folii miedzianej lub niklowej. Połączenie to może być wykonane również przez przylutowanie w próżni folii miedzianej lub niklowej z użyciem jako lutowia stopu cyny, ołowiu i antymonu (zawartość antymonu wynosi kilka procent). Ten rodzaj połączenia ma tę zaletę, że zmniejsza oporność obszarów emitera i kolektora oraz zapewnia połączenie, które nie wprowadza do tych obszarów nośników mniejszościowych.

Połączenie z bardzo cienkim zwykle obszarem bazy ($2 \div 5 \mu$) wykonuje się za pomocą cienkiego przewodu wykonanego ze złota o średnicy 5 do 10μ . Do przewodu tego dodaje się pierwiastki tej grupy, która określa typ przewodnictwa obszaru bazy (a więc przy obszarze bazy o przewodnictwie typu *p* pierwiastki grupy trzeciej). Dzięki temu przy spawaniu drutu z obszarem bazy (rys. 27) domieszki wprowadzone do tego drutu dyfundują do obszaru bazy obniżając oporność przejścia, część zaś tych domieszek, która dyfunduje do obszarów emitera i kolektora, wytwarza między drutem i tymi obszarami przejścia *p-n* izolujące ten drut od tych obszarów i stanowiące przedłużenie przejść już istniejących między obszarem bazy i obszarami emitera i kolektora. Przykład takiego sposobu wykonywania połączeń z poszczególnymi obszarami tranzystora przedstawiono na rys. 27.

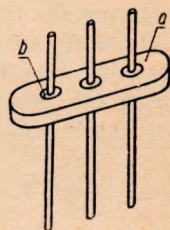
Montaż tranzystora wraz z odprowadzeniami na podstawie wykonuje się spawając poszczególne odprowadzenia elektrod ze stopkami, jakimi zakończone są przewody osadzone w ceramicznych perełkach, stanowiących próżnioszczelne przepusty oprawki (rys. 38).

Spawanie stosuje się z tego względu, że lutowaniu połączeń towarzyszy powstawanie par osadzających się na płytce germanowej i wywołujących powstawanie upływności równoległych do oporności przejść *p-n*. Po zmontowaniu tranzystor zostaje poddany trawieniu w 30-procentowym roztworze kwasu azotowego w ciągu 15 do 25 sekund, a następnie starannemu wypłukaniu w wodzie podwójnie destylowanej i wysuszeniu. Po sprawdzeniu takich parametrów tranzystora, jak współczynnik α , oporność r_k i prąd zerowy I_{k0} , tranzystor — o ile parametry te odpowiadają stawianym wymaganiom — zostaje poddany procesowi hermetyzacji. Sposób przygotowania tranzystora do hermetyzacji oraz wykonania hermetyzacji decyduje o trwałości tranzystora.

Warunkami niezbędnymi do uzyskania dużej trwałości są: wyeliminowanie jakichkolwiek resztek kwasowych, które by mogły pozostać po trawieniu na powierzchni płytki, usunięcie z powierzchni osadów i pyłów oraz pary wodnej, a następnie zapewnienie skutecznej hermetyzacji uniemożliwiającej przenikanie gazów do wnętrza oprawki.

Niewątpliwie najskuteczniejszym i najpewniejszym sposobem jest przeprowadzenie hermetyzacji w próżni, np. przez pokrycie tranzystora po wysuszeniu lakierem silikonowym i oblutowanie nakrywki na metalowej podstawie tranzystora.

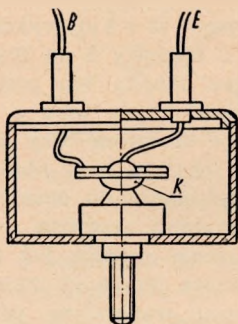
W przypadku gdy nie stosuje się hermetyzacji w próżni, należy przestrzegać, aby proces trawienia i suszenia, jak również proces hermetyzacji odbywały się w warunkach ściśle kontrolowanej wilgotności i temperatury w pomieszczeniach klimatyzowanych.



Rys. 38. Szkic oprawki tranzystorowej: a — podstawka metalowa, b — przepusty próżnioszczelne

Wnętrze obudowy może być wypełnione materiałem izolacyjnym, np. żywicami epoksydowymi. Materiały te muszą być chemicznie obojętne, muszą wyróżniać się bardzo dobrą przyczepnością oraz mieć mały skurcz. Jeżeli materiałów tego rodzaju (o bardzo wysokiej czystości) otrzymać nie można, materiałów wypełniających obudowę stosować nie należy.

W przypadku tranzystorów mocy tok montażu jest nieco inny ze względu na to, że kolektor jest połączony w tym przypadku z masą odprowadzającą ciepło (rys. 39)



Rys. 39. Konstrukcja tranzystora mocy

i połączenie to wykonuje się na specjalnym stanowisku umieszczonym w próżni. Lutowanie kolektora z masą wykonuje się w możliwie najniższej temperaturze w celu uniknięcia pylenia indu na płytce germanową. Pozostałe elektrody przypawa się do przewodów, które są wyprowadzone poprzez obudowę za pomocą szklanych próżnioszczelných przepustów.

9. ZAKOŃCZENIE

Ten krótki przegląd podstawowych metod technologii wielokrotnych przejść $p-n$ pomija szereg bardzo ciekawych sposobów rozwiązywania pewnych szczególnych konstrukcji tranzystorowych, jak np. tranzystora o sterowaniu polem elektrycznym (fieldistor) lub tranzystora o warstwie samoistnej ($n-p-i-n$) i innych. Autor pomimo to ma nadzieję, że zebrane przez niego i poparte własnymi doświadczeniami podstawowe wiadomości dotyczące technologii produkcji tranzystorów mogą stanowić pożyteczny materiał dla tych, którzy zajmować się będą zagadnieniami produkcji tranzystorów, opartej na nowych koncepcjach.

WYKAZ LITERATURY

1. *Armstrong L.*: Junctions by Impurity Introduction Through and Intermediate Metal Layer. — PIRE, Nr 11. 1952.
2. *Armstrong L.*: P-N-P Transistors Using High-Emitter Efficiency Alloy Materials. — RCA Review, March, 1956.
3. *Bower L.*: Manufacturing Grown Transistors. — Electronics, December, 1954.
4. *Bridgers H.*: Formation of $p-n$ Junctions in Semiconductors by the Variation of Crystal Growth Parameters. — Journ. of Applied Physics, Nr 7, July, 1956.
5. *Bösenberg W.*: Diffusion von Antimon, Arsen und Indium in festem Germanium. — Zeitschrift für Naturforschung, str. 285-291, 1955.
6. *Early J.*: Design Theory of Junction Transistors. — B. S. T. J., Nov., 1953.
7. *Early J.*: P-N-I-P and N-P-I-N Junction Transistor Triodes. — B. S. T. J., May, 1954.
8. *Ebers J.*: Alloyed Junction Transistor Development. — Bell Lab. Rec., Nr 1, Jan., 1956.

9. Ebers J., Miller S.: Design of Alloyed Junction Germanium Transistors for High Speed Switching. — B. S. T. J., July, 1955.
10. Ebers J., Miller S.: Alloyed Junction Avalanche Transistors. B. S. T. J., Nr 9/1955.
11. Germanij. Praca zbiorowa. Moskwa 1955.
12. Kingston R.: Review of Germanium Surface Phenomena. — Journ. of Appl. Phys., Nr 2, 1956.
13. Lee C. A.: High-Frequency Diffused Base Germanium Transistor. — B. S. T. J., Nr 1, 1956.
14. Mueller C., Ditrick N.: Uniform Planar Alloy Junctions for Germanium Transistors. — RCA Review, Nr 1, March, 1956.
15. Nusbam J.: Electrical Characteristics of Power Transistors. — PIRE, March, 1955.
16. Paszkowski B.: Technologia germanu i krzemu i związków międzymetalicznych germanopodobnych.
17. Полупроводниковые электронные приборы. Praca zbiorowa. Moskwa 1953.
18. Pritchard R.: Frequency Variations of Junction Transistor parameters. — PIRE, May, 1954.
19. Problemy współczesnej fizyki. Полупроводниковая электроника. Wypusk 2. Praca zbiorowa. Moskwa 1955.
20. Roka R., Buch R., Retland G.: Eksperymentalnyj germanijowyj triod kak usilitel moshcznosti. — Woprosy radiolokacjonnoj techniki, Nr 1, 1955.
21. Rosiński W.: Transystory. — Rozprawy Elektrotechniczne, T. 1, zeszyt 5, 1955.
22. Shockley W.: The Theory of p-n Junctions in Semiconductors and p-n Junction Transistors. — BSTJ, vol. 28, July, 1949.
23. Stutz H., Guillemain E., Pucel R.: Design Considerations of Junction Transistor at Higher Frequencies. — PIRE, Nov., 1954.
24. Stripp K., Morse A.: The Effects of Junction Shape and Surface Recombination on Transistor Gain. — PIRE, July, 1955.
25. Tannenbaum M., Thomas D.: Diffused Emitter and Base Silicon Transistors. — B. S. T. J., Nr 1, 1956.
26. Transistors I. RCA, 1956 — artykuły:
 - a) Basic Transistor Device Concepts, str. 1-26;
 - b) Transistor Fabrication by the Melt-Quench Process, str. 82-96;
 - c) Microscopic Examination of Germanium Crystals and Transistors, str. 97-111.
 - d) Calculation of Alloying Depth of Indium in Germanium, str. 112-120;
 - e) Recent Advances in Power Junction Transistors, str. 153-171;
 - f) A Silicon N-P-N Junction Transistor by the Alloy Process, str. 172-181.
27. Teal C.: Growth of Germanium Single Crystals Containing p-n Junction. — Phys. Rev., Vol. 81, 1951.
28. Webster W.: On the Variation of Junction Transistor Current Amplification Factor with Emitter-Current. — PIRE, June, 1954.

В. Росиньски

Технология плоскостных полупроводниковых триодов

Резюме

В статье описаны основные технологические процессы применяемые при изготовлении плоскостных полупроводниковых триодов. В начале дана краткая характеристика электрических параметров полупроводниковых триодов, а также определены условия, которые надо соблюдать при конструировании триодов, чтобы получить требуемые значения параметров. Дальше описаны электрические свойства основных полупроводниковых материалов — германия и кремния.

В дальнейшем проведен анализ технологических процессов применяемых в случае термодиффузионного способа производства слоистых триодов (сплавление). Автор рассматривает влияние конструктивных параметров триода — D_L , V_A , W_1 , и параметров материала триода σ , D и τ на величину коэффициента β и на величину сопротивления базы r_b . Описаны технологические процессы изготовления полупроводниковых триодов типа p-n-p и n-p-n, много внимания в этой части статьи обращено на технологию термодиффузионного транзистора с примесью инда, применяемую при изготовлении полупроводниковых плоскостных триодов на опытном заводе полупроводников Института Связи. Приведена статистика разбросов значений параметров β , r_b и $f f_{\Gamma p}$ для 400 триодов взятых из производства.

В дальнейшем описано получение слоев p и n методом изменения скорости роста монокристалла. При рассмотрении этого метода дана общая формула для зависимости концентрации примесей от скорости роста кристалла и от способа выполнения электрических соединений с отдельными областями триода.

Автор приводит также описание технологического метода применяемого при изготовлении плоскостных тетродов. По этому методу требуется получить тонкую область базы во время мгновенного охлаждения германиевого стерженка находящегося частично в жидком состоянии.

Много внимания посвящено в статье вопросу получения слоев p и n по диффузионному методу, дающему самые лучшие результаты в случае изготовления высокочастотных полупроводниковых триодов. Описано распределение концентрации примесей в зависимости от начальных условий, дана формула для определения коэффициента γ и описаны технологические процессы.

В заключительной части статьи описаны основные монтажные методы, т.е. выполнение соединений с отдельными областями триода, а также герметизирование, включая предварительную подготовку полупроводниковых триодов к этому процессу.

W. Rosiński

TECHNOLOGY OF JUNCTION TRANSISTORS

Summary

The purpose of this paper is to present fundamental processes pertaining to the manufacture of transistors. To begin with, essential electrical parameters of transistors have been recalled, as well as design requirements to be met, in order to obtain proper values of these parameters. Electrical properties of most important semiconductors, such as silicon and germanium have been given next. This is followed by an analysis of technological processes of the alloy method. The author considers the effect of some design features of the transistor, such as dimensions D_c , D_e and W_b , and of physical constants, such as conductivity σ , diffusion constant D and carrier lifetime τ on the value of the coefficient β and on the base resistance r_b . Moreover, the author describes technological processes pertaining to the production of $p-n-p$ and $n-p-n$ transistors with particular reference to the technology of alloy-type indium-doped transistors, employed in the production of junction transistors at the Semiconductor Research Section of the Institute of Telecommunication. Dispersion of the values of such parameters as current amplification α , collector resistance r_c and cut-off frequency $f_{\alpha 0}$ has been given for a lot of 400 transistors manufactured by the above mentioned section. Further on, the author deals with the method of obtaining p and n layers by changing the rate of growth of monocrystals. The discussion of this method includes such problems as interdependence of impurity concentration and rate of growth, as well as attaching leads to the particular regions of the transistor. The author quotes here a method applied in the production of junction-type tetrodes, consisting in obtaining a thin base region by sudden cooling of a germanium rod being partially in the liquid state. The problem of obtaining p and n layers by diffusion methods is given particular consideration because of its importance for H. F. transistors. The discussion of this problem comprises such topics, as dependence of impurity concentration on the initial conditions, expression for the coefficient γ and technological processes involved. The final part of the paper deals with the fundamental methods of mounting, i. e. applying leads to the particular regions, hermetic sealing, as well as processes preparatory to these.

W. Rosiński

TECHNOLOGIE DES TRANSISTORS À COUCHES

Résumé

Le sujet de l'article porte sur les principaux procédés employés à la production des transistors. En premier lieu l'auteur fait un bref rappel des paramètres électriques du transistor et détermine les conditions auxquelles doit satisfaire la construction du transistor pour que ces paramètres atteignent les valeurs exigées. Les propriétés électriques du silicium et germanium, matériaux de base semi-conducteurs, sont présentées.

L'auteur développe une analyse des procédés technologiques dans le cas de la méthode d'alliage et envisage l'influence qu'exercent les paramètres de construction — D_k , D_e et W_b — du transistor et les caractéristiques σ , D et τ des matériaux sur la valeur β et la résistance de base r_b . Sont aussi considérés les procédés technologiques dans la production des transistors type $p-n-p$ et $n-p-n$; l'attention est surtout attirée sur la technologie du transistor en alliage avec l'addition d'indium, ce dernier ingrédient étant utilisé pour les transistors à couches produits au Centre des Semi-Conducteurs de l'Institut des Télécommunications. La variation des valeurs des paramètres α , r_k et f_{lim} pour 400 transistors de la production actuelle est donnée.

Ensuite l'auteur décrit une méthode de formation des couches p et n ; cette méthode consiste dans la variation de vitesse de croissance du monocristal. L'expression générale est déduite pour la concentration des additions en fonction de vitesse de croissance et du mode de réalisation des liaisons électrique aux diverses parties du transistor.

Suit la discussion sur une méthode appliquée à la production des tetrodes à couches; cette méthode se fonde sur la formation d'une fine couche de base, lors d'un brusque refroidissement d'une baguette au germanium qui reste partiellement dans l'état liquide.

La formation des couches p et n est réalisée par la méthode à diffusion qui est la plus efficace pour les transistors à haute fréquence.

La répartition de concentration des additions est présentée en fonction des conditions initiales, l'expression sur le coefficient est fournie et la technologie de la production décrite.

Ensuite quelques indications sur les modes de montage des transistors sont données c-à-d l'exécution des liaisons électriques aux diverses parties du transistor, l'hermétisation et les préparations préliminaires.

W. Rosiński

DIE TECHNOLOGIE VON FLÄCHENTRANSISTOREN

Zusammenfassung

Der Aufsatz hat es zum Zweck, die Leser mit den hauptsächlichsten Arbeitsgängen der Erzeugung von Transistoren bekanntzumachen. Die Einleitung bildet eine kurze Charakterisierung der elektrischen Kennwerte des Transistors und eine Festlegung der Bedingungen, die sein Aufbau erfüllen muss, um diese Kennwerte die erforderlichen Beträge haben zu lassen. Anschließend werden elektrische Eigentümlichkeiten von Silizium und Germanium als grundlegende Halbleiter-Werkstoffe charakterisiert.

Hiernach werden Arbeitsgänge der Legierungsmethode erörtert. Der Verfasser untersucht hier den Einfluss der Konstruktionswerte des Transistors, wie D_k , D_e und W_b , sowie der Materialkonstanten σ , D und τ auf den Wert β und den Basiswiderstand r_b . Darüber hinaus beschreibt er Arbeitsgänge der Erzeugung von $p-n-p$ und $n-p-n$ Transistoren und schenkt viel Aufmerksamkeit der Technologie des legierten Transistors mit Indiumzusatz, die in der Erzeugung von Flächentransistoren bei der Forschungsstelle für Halbleiter des Instytut Łączności (Institut für Post und Fernmeldewesen) Anwendung findet; es werden hierbei Streuungen solcher Kennwerte wie α , r_k und f_{lim} für 400 der Erzeugung entnommene Exemplare mitgeteilt.

Eine weitere Besprechung findet das Verfahren, sich p - und n - Schichten dadurch bilden zu lassen, dass die Wachstumsgeschwindigkeit des Einkristalls geändert wird. In der Erörterung dieses Verfahrens wird ein allgemeiner Ausdruck für die Abhängigkeit der Konzentration der Zusätze von der Wachstumsgeschwindigkeit gebracht, sowie mitgeteilt, wie man elektrische Anschlüsse an verschiedene Räume des Transistors ausführt.

Der Verfasser gibt auch das Erzeugungsverfahren der Flächentetroden an, das darin besteht, dass man bei plötzlicher Abkühlung des Germaniumstäbchens, das sich noch teilweise in flüssigem Zustand befindet, eine dünne Basis erzeugt.

Viel Beachtung schenkt der Verfasser dem Erzeugen von p - und n - Schichten nach Diffusionsmethode, die für HF-Transistoren die vielversprechendste ist. Er bespricht hierbei die Verteilung der Zusätze in Abhängigkeit von Anfangsbedingungen, bringt einen Ausdruck für den Koeffizienten γ und beschreibt die Erzeugungsarbeitsgänge.

Zum Schluss werden die grundsätzlichen Methoden des Zusammenbaues beschrieben; es gehört dazu die Ausführung der Anschlüsse an die einzelnen Räume, die Hermetisierung sowie die Vorbehandlung des Transistors dafür.

JANUSZ SOCHACKI

621.395.44

ZASTOSOWANIE GENERATORA SAMODŁAWNEGO JAKO GENERATORA HARMONICZNYCH W TELEFONICZNYCH SYSTEMACH NOŚNYCH

Rękopis dostarczono do IŁ 3. 5. 1956

W artykule omówiono ogólnie zasady generacji częstotliwości nośnych w urządzeniach telefonicznych oraz podano zasadnicze typy systemów generacyjnych stosowanych w tych urządzeniach. Omówiono generator impulsów prostokątnych, tzw. generator samodławny, jego zasadę działania oraz metody jego projektowania. Podkreślono te cechy, dzięki którym może on być zastosowany jako nowy typ generatora harmonicznym w telefonicznych systemach nośnych.

Omówiono następnie transformator impulsowy, jako istotny element układu generatora, podając wytyczne do projektowania go, zasady konstrukcji oraz przebiegi magnetyczne i elektryczne w jego obwodach.

Jako uzupełnienie wiadomości teoretycznych zawartych w artykule podano przykład obliczenia generatora samodławnego odpowiadającego wymaganiom wynikającym z zastosowania tego generatora do telefonii 12-krotnej bliskiego zasięgu.

1. GENERACJA CZĘSTOTLIWOŚCI NOŚNYCH W SYSTEMACH WIELOKROTNYCH

1.1. Wymagania odnośnie częstotliwości nośnych

Zalecenia C. C. I. F. odnośnie stałości częstotliwości nośnych w systemach telefonii wielokrotnej podają, że częstotliwość nośna dowolnego kanału w urządzeniu nadawczym może się różnić od odpowiedniej częstotliwości nośnej urządzenia odbiorczego najwyżej o ± 2 Hz. Wobec tego, w przypadku dwóch urządzeń końcowych, których generatory częstotliwości nośnych nie są z sobą synchronizowane, dopuszczalne wahania częstotliwości nośnych mogą wynosić tylko ± 1 Hz.

W systemach z indywidualnymi generatorami częstotliwości nośnych bezwzględna stałość częstotliwości ± 1 Hz odnosi się do każdego z generatorów kanałowych. W systemach o kilku stopniach modulacji należy zapewnić taką stałość częstotliwości wszystkich generatorów, aby częstotliwości dowolnego kanału po przejściu przez wszystkie stopnie modulacji i wyjściu na tor nie różniły się od wartości nominalnych więcej niż o ± 1 Hz.

W systemach wielokrotnych z generatorem harmonicznym sprawa się upraszcza o tyle, że wszystkie kanałowe częstotliwości nośne oraz ewentualne częstotliwości służące do modulacji wstępnej lub grupowej są wielokrotnymi częstotliwościami podstawowej (najczęściej 4 kHz). W takim przypadku zalecenia C. C. I. F. mówią, że częstotliwość nośna wirtualna najwyższego kanału, tj. taka częstotliwość umowna, jaka by została wysłana w tor przy częstotliwości modulującej $f = 0$ Hz, nie może

się różnić od częstotliwości nominalnej więcej niż o ± 1 Hz. Stąd łatwo wyznaczyć warunek na stałość częstotliwości generatora podstawowego. Jeśli bowiem częstotliwość wirtualna najwyższego kanału jest n -tą harmoniczną częstotliwości generatora podstawowego, to — bez względu na ilość stopni modulacji w systemie — stałość częstotliwości generatora podstawowego nie powinna być mniejsza

niż $\pm \frac{1}{n}$ Hz.

Podane wymagania odnoszą się do systemów, w których jest przesyłana jedna wstęga boczna bez fali nośnej. Niespełnienie tych wymagań prowadzi zarówno do zniekształceń tłumieniowych, występujących wskutek wyjścia pasma przesyłanych częstotliwości poza pasma filtrów nadawczych i odbiorczych, jak również do zniekształceń częstotliwościowych, które wydatnie obniżają jakość transmisji.

W systemach z przesyłaniem obu wstęp bocznych z falą nośną wskutek niestałości częstotliwości nośnych mogą wystąpić tylko zniekształcenia tłumieniowe. Z tego powodu w tych systemach warunki na stałość częstotliwości nośnych mogą być odpowiednio łagodniejsze.

1.2. Sposoby generacji częstotliwości nośnych

W telefonicznych systemach wielokrotnych są stosowane dwa sposoby wytwarzania częstotliwości nośnych. Pierwszy sposób polega na wyposażeniu urządzeń końcowych telefonii nośnej w indywidualne generatory kanałowe, generatory do modulacji wstępnej, grupowej itp., drugi — na zastosowaniu generatora harmonicznego i wyłowieniu za pomocą filtrów pasmowych odpowiednich częstotliwości nośnych.

Obydwa sposoby wytwarzania częstotliwości nośnych mają swoje zalety i wady; względy ekonomiczne najczęściej decydują o zastosowaniu tego czy innego sposobu.

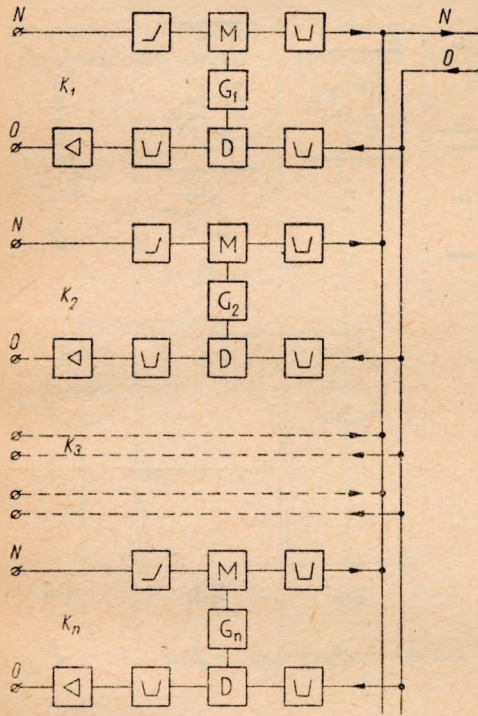
Na rysunku 1 jest pokazany schemat blokowy systemu z indywidualnymi generatorami kanałowymi. Zasadniczą zaletą tego systemu jest pewność działania. Uszkodzenie bowiem któregośkolwiek z generatorów powoduje wyłączenie z ruchu tylko jednego kanału, podczas gdy pozostałe kanały pracują bez zmiany. Poważną wadą natomiast jest duża ilość lamp i odpowiednio duży pobór mocy oraz konieczność stabilizacji wszystkich generatorów (najczęściej kwarcem), co wydatnie powiększa koszty urządzenia.

System z generatorem harmonicznym (schemat blokowy — rys. 2) ma znacznie mniejszą ilość lamp, co zmniejsza pobór mocy przez system generacyjny, a stabilizacji częstotliwości wymaga tylko generator podstawowy. Wadą tego systemu jest konieczność stosowania filtrów pasmowych do wydzielenia częstotliwości nośnych, co przy większych częstotliwościach napotyka poważne trudności. Drugą zasadniczą wadą tego systemu jest możliwość unieruchomienia wszystkich kanałów w przypadku jakiegokolwiek uszkodzenia generatora podstawowego. Należy zatem stosować w urządzeniu rezerwy generator harmonicznym, który w razie uszkodzenia pierwszego jest automatycznie włączany na jego miejsce.

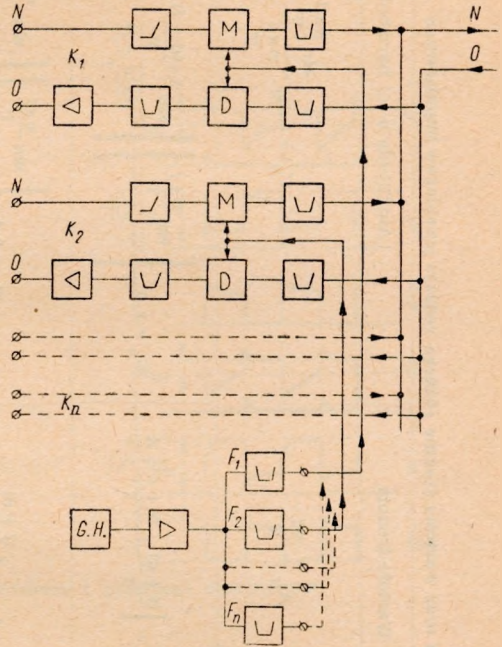
Zalety generatora harmonicznego zdecydowały o tym, że obecnie większość telefonicznych systemów wielokrotnych stosuje ten sposób generacji częstotliwości nośnych.

Podstawą pracy generatora harmonicznego jest okresowy przebieg impulsowy. Impulsy napięcia generowane w stałych odstępach dają się rozłożyć na szereg przebiegów sinusoidalnych, harmonicznym w stosunku do częstotliwości powtarzania

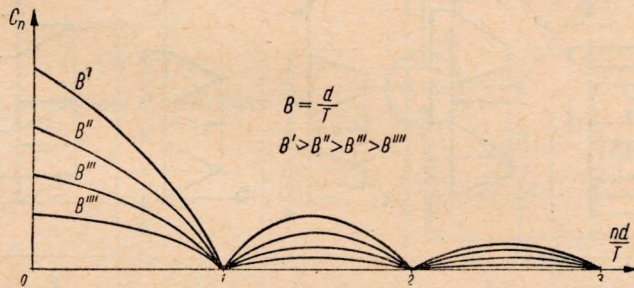
impulsów. W tabelicy 1 podane jest zestawienie najczęściej spotykanych przebiegów impulsowych wraz ze wzorem na amplitudę n -tej harmonicznej. Ze względu na rozkład amplitud poszczególnych harmonicznych najlepszy okazuje się przebieg prostokątny. W zależności od potrzeb można przez zmianę szerokości impulsu d zmieniać krzywą rozkładu poziomów harmonicznych.



Rys. 1. Uproszczone schemat blokowy systemu telefonii wielokrotnej z indywidualnymi generatorami fal nośnych



Rys. 2. Uproszczone schemat blokowy systemu telefonii wielokrotnej z generatorem harmonicznymi

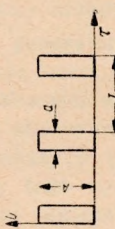
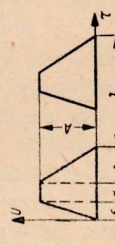
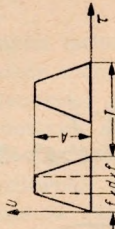
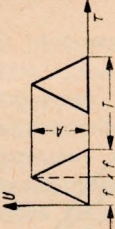
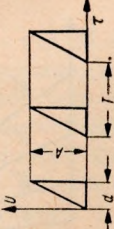
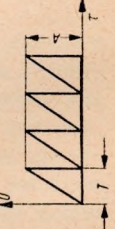


Rys. 3. Rozkład amplitud harmonicznych przebiegu prostokątnego

Przy odpowiednio małym współczynniku wypełnienia ciągu impulsów $B = \frac{d}{T}$, rzędu 0,002 ÷ 0,005, można uzyskać dość wyrównany rozkład poziomów aż do 50, a nawet 70 harmonicznej. Różnice poziomów między 10 a 70 harmoniczną są rzędu

Tablica I

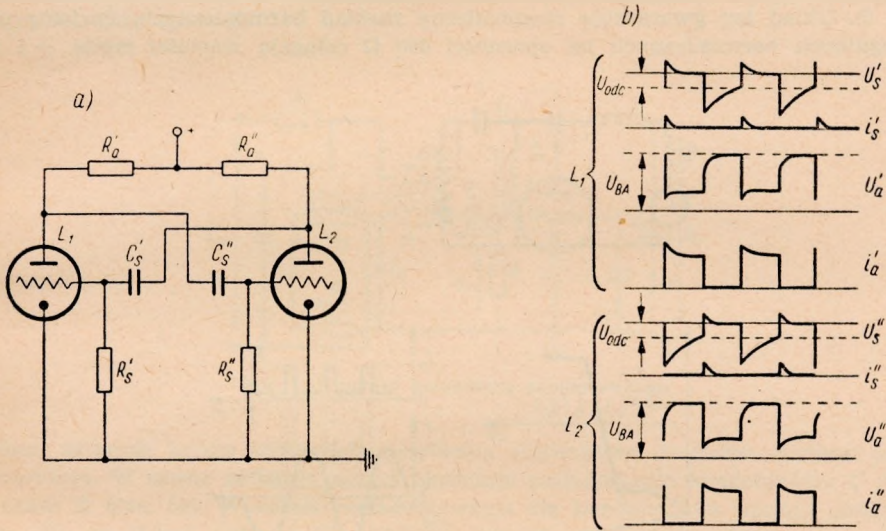
Amplitudy n -tych harmonicznych oraz wartości średnie różnego rodzaju przebiegów impulsowych

Rodzaj przebiegu	Oznaczenia	Wartość średnia	Amplituda n -tej harmonicznej
Prostokątny		$A_{sr} = \frac{Ad}{T}$	$C_n = 2 A_{sr} \frac{\sin \frac{n\pi d}{T}}{\frac{n\pi d}{T}}$
Trapezowy — niesymetryczny		$A_{sr} = \left[\frac{(f+d)}{2} + \frac{(r+d)}{2} \right] \frac{A}{T}$	$C_n = 2 A_{sr} \left[\frac{\sin \frac{n\pi f}{T}}{\frac{n\pi f}{T}} \right] \left[\frac{\sin \frac{n\pi(d+f)}{T}}{\frac{n\pi(d+f)}{T}} \right] \left[\frac{\sin \frac{n\pi(r-f)}{T}}{\frac{n\pi(r-f)}{T}} \right]$
Trapezowy — symetryczny		$A_{sr} = A \frac{(f+d)}{T}$	$C_n = 2 A_{sr} \left[\frac{\sin \frac{n\pi f}{T}}{\frac{n\pi f}{T}} \right] \left[\frac{\sin \frac{n\pi(f+d)}{T}}{\frac{n\pi(f+d)}{T}} \right]$
Trójkątny równoramienny		$A_{sr} = \frac{A d}{T}$	$C_n = 2 A_{sr} \left[\frac{\sin \frac{n\pi f}{T}}{\frac{n\pi f}{T}} \right]^2$
Impulsowo — pilotowy		$A_{sr} = \frac{Ad}{2T}$	$C_n = \frac{2 A_{sr}}{\frac{n\pi d}{T}} \left[\frac{\sin \frac{n\pi d}{T}}{\frac{n\pi d}{T}} - 1 \right]$
Phiowy		$A_{sr} = \frac{A}{2}$	$C_n = \frac{2 A_{sr}}{n\pi} \cos(n\pi)$

0,3 N. W miarę wzrostu stosunku d/T poziomy harmonicznych wzrastają, lecz rozkład ich staje się bardziej nierównomierny. Na rys. 3 jest przedstawiony rozkład amplitud harmonicznych przebiegu prostokątnego.

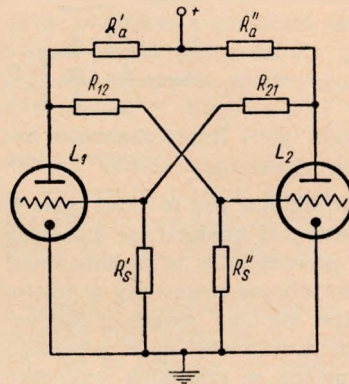
1.3. Generatory harmonicznych stosowane w teletransmisji

W urządzeniach telefonii nośnej spotkać można trzy zasadnicze typy generatorów harmonicznych. Najstarszy i obecnie już zupełnie nie stosowany system polegał na doprowadzeniu drgań z generatora podstawowego, stabilizowanego najczęściej ka-



Rys. 4. Multiwibrator zwykły. Schemat i przebiegi elektryczne

Rys. 5. Multiwibrator wyzwalany

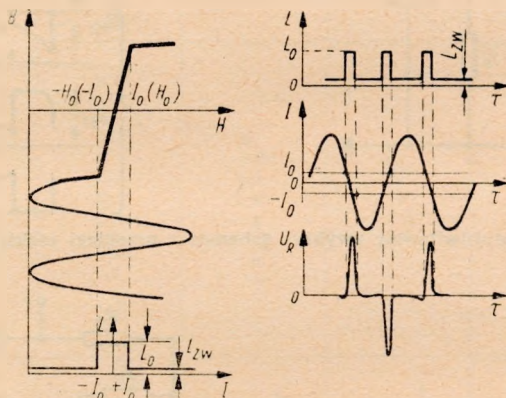
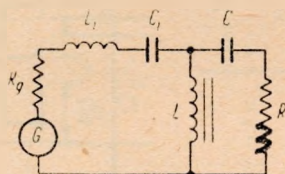


mertonem, do wzmacniacza pracującego w klasie B lub C i dającego dużą zawartość parzystych harmonicznych. Harmoniczne te były wylawiane przez filtry grupowe, wzmacniane przez wzmacniacze grupowe i wydzielane przez filtry pasmowe jako odpowiednie kanałowe częstotliwości nośne. To rozwiązanie wymagało wielu

lamp, kilkunastu filtrów, dawało bardzo niewyrównane poziomy harmonicznych i odznaczało się bardzo małą sprawnością (rzędu $\nu = 0,005\%$)¹⁾.

Drugim rozwiązaniem generatora harmonicznych jest multiwibrator zwykły lub wyzwalany (rys. 4 i 5). Przebiegi elektryczne po zróżniczkowaniu dają impulsy trójkątne dwukierunkowe o wysokiej zawartości harmonicznych. Jednak ani multiwibrator zwykły, ani wyzwalany nie znalazły większego zastosowania w telefonii ze względu na poważne trudności napotymane przy uzyskaniu symetrii generowanych impulsów. Poziomy harmonicznych są niskie, rzędu -2 N , a sprawność bardzo mała, rzędu $0,01\%$.

Najczęściej jest stosowany generator harmonicznych z dławikiem nasycanym (rys. 6). Układ ten gwarantuje równomierny rozkład harmonicznych. Poziomy poszczególnych harmonicznych na oporności $600\ \Omega$ osiągają wartości rzędu $\pm 1\text{ N}$.



Rys. 6. Generator harmonicznych z dławikiem nasycanym i jego przebiegi elektryczne

Sprawność układu jest również mała i waha się w granicach od $0,5\%$ do $1,0\%$. Wadą tego układu jest konieczność stosowania specjalnych gatunków permalloyu.

Znany powszechnie w radiotechnice generator samodławny (blocking generator) nie był dotychczas stosowany w telefonii nośnej. Jest to układ jednolampowy dający prostokątne impulsy jednokierunkowe. Odznacza się on tym, że można go bardzo łatwo synchronizować bądź przebiegiem impulsowym, bądź też sinusoidalnym — oraz że można w szerokich granicach wpływać na parametry przebiegu impulsowego: szerokość, częstotliwość powtarzania i stromość impulsów. Generator samodławny odznacza się wyższym poziomem harmonicznych niż poprzednio omówione układy, a także posiada większą sprawność (rzędu 2%).

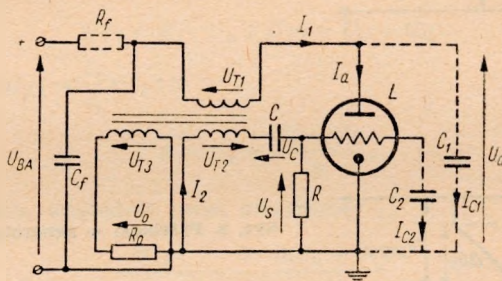
¹⁾ Sprawnością ν nazwano stosunek sumarycznej mocy wszystkich wykorzystywanych w systemie fal nośnych do mocy czerpanej przez układ generacyjny ze źródła napięcia anodowego.

2. GENERATOR SAMODŁAWNY

2.1. Fizyczne podstawy pracy generatora samodławnego

Schemat generatora samodławnego, na który będziemy się powoływać w dalszej części artykułu, jest podany na rys. 7.

Rozpatrzmy charakter procesów elektrycznych zachodzących w generatorze samodławnym pracującym w zakresie drgań własnych. Drgania będziemy obserwować od chwili odpowiadającej stanowi zatkania lampy. Do zrealizowania tego stanu konieczne jest, aby napięcie U_C na pojemności C było niższe od napięcia odetkania lampy E_{s0} przy $U_a = E$.

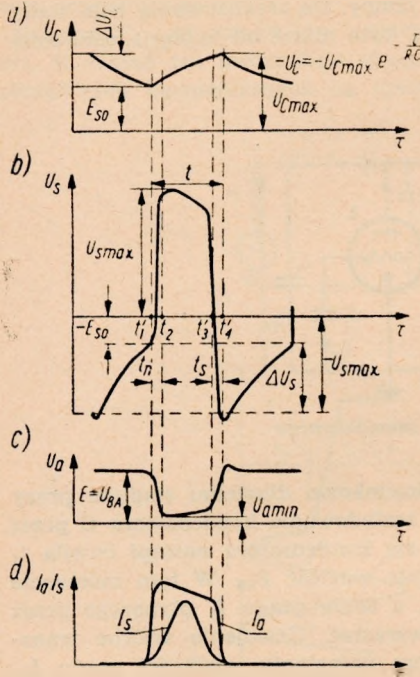


Rys. 7. Schemat generatora samodławnego

Stan zatkania lampy odpowiada pewnemu, stosunkowo długiemu stadium pracy generatora. W czasie zatkania lampy następuje rozładowanie kondensatora C przez opornik R (rys. 8a). W czasie rozładowywania się kondensatora nastąpi chwila t_1 (rys. 8b), w której napięcie U_s na siatce osiągnie wartość E_{s0} . W tym momencie lampa odyka się, a wartość prądu anodowego, a także prądu I_1 płynącego przez uzwojenie pierwotne transformatora zaczyna wzrastać. Uzwojenie wtórne transformatora dołączone jest w ten sposób, że przy narastaniu wielkości prądu I_1 , w uzwojeniu tym indukuje się SEM przesuująca punkt pracy lampy w stronę dodatnich potencjałów, pociągając za sobą dalszy wzrost prądu anodowego. Jednocześnie następuje zmniejszenie napięcia anodowego $U_a = U_{BA} - U_{T1}$ wskutek spadku napięcia U_{T1} na pierwotnym uzwojeniu transformatora. Przy dostatecznie dużym nachyleniu charakterystyki lampy wzrost prądu anodowego wywołuje wzrost napięcia siatki lampy U_s , co z kolei wywołuje jeszcze większy wzrost prądu anodowego itd. W rezultacie powstaje specyficzny przebieg charakteryzujący się nadzwyczaj szybką, lawinową zmianą napięć U_s , U_a . Przebieg ten nazywać będziemy przebiegiem samodławnym.

Natężenie prądu anodowego nie może jednak wzrastać nieograniczenie ze względu na charakterystykę lampy. Mianowicie na początku przebiegu samodławnego następuje intensywny wzrost napięcia U_s na siatce, tak że wzrasta nie tylko napięcie, ale i szybkość jego narastania. Wzrost napięcia na siatce i przejście potencjału siatki do znacznych wartości dodatnich powoduje rozplływ prądu katodowego na prąd siatki i prąd anodowy. Prąd siatki osiąga w impulsie wartość współmierną, a nieraz i większą od prądu anodowego, tym bardziej że wskutek spadku napięcia na oporności obciążenia napięcie anodowe jest bliskie zeru. Taki stan przesuwa punkt pracy lampy w tę część jej charakterystyki, gdzie — z powodu zmniejszenia

nachylenia charakterystyki prądu anodowego i wzrostu nachylenia charakterystyki prądu siatki — warunki samowzbudzenia, konieczne dla trwania przebiegu samodzielnego, przestają być spełnione. Jednocześnie w obwodzie siatkowym płynie znaczny prąd siatki, który ładuje kondensator C. Prowadzi to do zmniejszenia szybkości narastania napięcia U_s na siatce lampy. Z dalszym wzrostem napięcia na siatce nachylenie charakterystyki anodowej osiąga najmniejsze wartości i w następstwie tego przyczyny powodujące zmniejszenie szybkości narastania wzrastają. W chwili t_2 , bardzo bliskiej chwili t_1 , napięcie na siatce osiąga maksimum, po



Rys. 8. Przebiegi w generatorze samodzielnym

czym następuje okres stosunkowo wolnej zmiany wszystkich prądów i napięć (płaska część impulsu). Wskutek ładowania się kondensatora C napięcie na siatce maleje, nie wywołując jednak widocznego zmniejszenia prądu anodowego ze względu na bardzo małe nachylenie charakterystyki anodowej lampy. Stopniowy jednak spadek napięcia na siatce powoduje, że punkt pracy lampy wraca do zakresu charakterystyki, w którym nachylenie osiąga coraz większe wartości.

W momencie t_3 nachylenie charakterystyki anodowej osiąga wartość wystarczającą do spełnienia warunku powstania przebiegu samodzielnego. Zmniejszanie napięcia na siatce wywołuje już widoczne zmiany prądu anodowego i spadków napięć U_{T1} i U_{T2} na uzwojeniach transformatora. Zmniejszenie U_{T2} powoduje dalsze zmniejszenie napięcia U_s , a to z kolei jeszcze wyraźniejsze zmniejszenie prądu anodowego. W ten sposób powstaje przebieg samodzielnny podobny do wyżej opisanego, lecz przebiegający w odwrotnym kierunku. Prowadzi to do gwałtownego zatkania lampy, po którym zaczyna się stadium powolnego rozładowywania kondensatora C w obwodzie siatki, aż do chwili spełnienia warunków koniecznych do powstania następnego impulsu.

2.2. Warunek wzbudzenia

Przed omówieniem warunku powstawania przebiegu samodławnego oraz przed przystąpieniem do jego analizy matematycznej należy wprowadzić pewne założenia.

Zakładamy, że między uzwojeniami transformatora impulsowego istnieje stałe, silne sprzężenie magnetyczne o współczynniku sprzężenia $k = 1$. Zakładamy następnie, że generator samodławny pracuje bez obciążenia, czyli $R_0 = \infty$. Założenie to nie zmieni w niczym słuszności dalszych rozważań, gdyż w czasie trwania impulsu obwód siatkowy stanowi bardzo małą oporność i jest głównym obciążeniem obwodu anodowego. Założymy wreszcie, że w czasie narastania impulsu napięcie na kondensatorze C pozostaje bez zmiany ($U_C = \text{const}$).

Na podstawie powyższych założeń można powiedzieć, że między napięciem na anodzie i na siatce lampy istnieje stały związek. Istotnie z rys. 7 widać, że:

$$U_{T1} = E - U_a \text{ i } U_{T2} = U_s + U_C. \quad (1)$$

Ponieważ $U_{T2} = pU_{T1} = \frac{z_2}{z_1} U_{T1}$, to

$$E - U_a = \frac{U_s + U_C}{p}, \quad (2)$$

a po zróżniczkowaniu względem czasu otrzymamy:

$$\frac{dU_a}{dt} = -\frac{1}{p} \cdot \frac{d(U_s + U_C)}{dt}. \quad (3)$$

Zgodnie z założeniem $U_C = \text{const}$ wyrażenie (3) przyjmie postać:

$$\frac{dU_a}{dt} = -\frac{1}{p} \cdot \frac{dU_s}{dt} \text{ lub } \Delta U_a = -\frac{\Delta U_s}{p}. \quad (4)$$

Zakładając, że współczynnik sprzężenia między uzwojeniami transformatora $k = 1$ otrzymamy następujący związek uwzględniający kierunek uzwojeń i założone kierunki prądów w uzwojeniach (rys. 7):

$$\frac{dI_1}{dt} = p \frac{dI_2}{dt}. \quad (5)$$

Z zależności (4) widać, że każdy wzrost napięcia ΔU_s na siatce lampy jest związany z odpowiednim zmniejszeniem napięcia na jej anodzie, które przy $p < 1$ może być bardzo znaczne.

Zgodnie z oznaczeniami na schemacie (rys. 7) można napisać:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I_a + I_{C1} = I_a + C_1 \frac{dU_a}{dt}, \\ I_2 &= I_s + \frac{U_s}{R} + C_2 \frac{dU_s}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Różniczkując te prądy względem czasu otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI_1}{dt} &= \frac{\partial I_a}{\partial U_s} \cdot \frac{dU_s}{dt} + \frac{\partial I_a}{\partial U_a} \cdot \frac{dU_a}{dt} + C_1 \frac{d^2 U_a}{dt^2}, \\ \frac{dI_2}{dt} &= \frac{\partial I_s}{\partial U_s} \cdot \frac{dU_s}{dt} + \frac{\partial I_s}{\partial U_a} \cdot \frac{dU_a}{dt} + \frac{1}{R} \cdot \frac{dU_s}{dt} + C_2 \frac{d^2 U_s}{dt^2}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Wprowadzając następujące oznaczenia do powyższego układu równań:

$$\left. \begin{aligned} S_a &= \frac{\partial I_a}{\partial U_s} - \text{nachylenie charakterystyki anodowej,} \\ \frac{1}{R_{Ia}} &= \frac{\partial I_a}{\partial U_a} - \text{przewodność anodowa,} \\ S_s &= \frac{\partial I_s}{\partial U_s} - \text{nachylenie charakterystyki siatkowej,} \\ \frac{1}{R_{Is}} &= \frac{\partial I_s}{\partial U_a} - \text{przewodność siatkowa,} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dI_1}{dt} &= S_a \frac{dU_s}{dt} + \frac{1}{R_{Ia}} \cdot \frac{dU_a}{dt} + C_1 \frac{d^2 U_a}{dt^2}; \\ \frac{dI_2}{dt} &= S_s \frac{dU_s}{dt} + \frac{1}{R_{Is}} \cdot \frac{dU_a}{dt} + \frac{1}{R} \cdot \frac{dU_s}{dt} + C_2 \frac{d^2 U_s}{dt^2}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Podstawiając te wyrażenia do wzoru (5) uzyskamy równanie:

$$\frac{dU_s}{dt} \left(S_a - p S_s - \frac{p}{R} \right) - \frac{dU_a}{dt} \left(\frac{p}{R_{Is}} - \frac{1}{R_{Ia}} \right) = p C_2 \frac{d^2 U_s}{dt^2} - C_1 \frac{d^2 U_a}{dt^2}, \quad (10)$$

uwzględniając zaś zależność (4) dostaniemy:

$$\frac{d^2 U_a}{dt^2} = \frac{\Theta}{C_z} \cdot \frac{dU_s}{dt}, \quad (11)$$

gdzie:

$$\left. \begin{aligned} \Theta &= S_a - p S_s - \frac{p}{R} + \frac{1}{R_{Is}} - \frac{1}{p R_{Ia}}, \\ C_z &= p C_2 + \frac{C_1}{p}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Z otrzymanego równania wynika, że druga pochodna napięcia U_s względem czasu jest proporcjonalna do jego pierwszej pochodnej, charakteryzującej szybkość narastania napięcia. Jednakże współczynnik proporcjonalności $\frac{\Theta}{C_z}$ nie jest stały, ponieważ parametr Θ jest funkcją położenia punktu pracy na charakterystyce lampy. W okresie gdy lampa generatora jest zatkana, a więc $S_a = S_s = 0$, $R_{Ia} = R_{Is} = \infty$, a $\Theta = -\frac{p}{R} < 0$, to choć napięcie na siatce wzrasta w wyniku rozładowania kondensatora C , lecz szybkość wzrostu maleje (druga pochodna jest ujemna). W tym okresie blocking-proces nie może powstać, gdyż nie jest spełniony konieczny warunek wzrostu prędkości narastania napięcia U_s . Warunek ten można matematycznie wyrazić zależnościami:

$$\text{lub} \quad \left. \begin{aligned} 1) \quad \frac{dU_s}{dt} > 0 \quad \text{i} \quad \frac{d^2 U_s}{dt^2} > 0 \\ 2) \quad \frac{dU_s}{dt} < 0 \quad \text{i} \quad \frac{d^2 U_s}{dt^2} < 0 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Można więc powiedzieć, że warunkiem koniecznym i wystarczającym dla trwania przebiegu samodławnego jest jednakowy znak pierwszej i drugiej pochodnej napięcia siatki względem czasu. Jak widać z wyrażeń (11) i (12), warunek ten zależy

tylko od współczynnika Θ i jest tym łatwiejszy do spełnienia, im większe jest nachylenie charakterystyki anodowej, im mniejsze nachylenie charakterystyki siatkowej, im mniejsza wartość przewodności anodowej i mniejsza przekładnia transformatora sprzęgającego.

Rozpoczęcie przebiegu samodławnego następuje w chwili odetkania lampy. Sprzyja temu ta okoliczność, że na początku charakterystyk, w zakresie ich dolnego zakrzywienia, ze wzrostem napięcia siatki wzrasta nachylenie charakterystyki anodowej. Powoduje to szybki wzrost parametru Θ i związany z tym wzrost zarówno drugiej, jak i pierwszej pochodnej napięcia U_s względem czasu. Gdy napięcie osiągnie taką wartość, że punkt pracy przesunie się do zakresu charakterystyki, w którym z powodu silnego wpływu reakcji anodowej i spadku napięcia U_a następuje gwałtowny rozływ prądu katodowego lampy oraz związane z tym zmniejszenie nachylenia charakterystyki anodowej, a wzrost nachylenia charakterystyki siatkowej, parametr Θ staje się ujemny i druga pochodna przybiera wartości ujemne. Szybkość narastania napięcia na siatce zaczyna maleć, samo napięcie zaś jeszcze stale wzrasta aż do chwili, gdy $\frac{dU_s}{dt} = 0$. W tym momencie napięcie na siatce osiąga swoje maksimum, które leży w zakresie dużych dodatnich potencjałów siatki, gdzie parametr $\Theta < 0$. Z podanych zależności wynika, że czas trwania przebiegu samodławnego nie zależy w ogóle od pojemności szkodliwych. Jednak narastanie impulsu jest tym szybsze, im pojemności są mniejsze.

2.3. Charakterystyka dynamiczna i wyznaczanie amplitudy impulsów

W celu obliczenia amplitudy generowanych impulsów można posługiwać się charakterystyką dynamiczną (rys. 9). Przyjmując (zgodnie z rozważaniami w punk-

cie 2.2), że $\Delta U_a = -\frac{1}{p} \Delta U_s$ oraz zakładając $U_s(0) = E_{s0}$ i $U_a(0) = E$ można bardzo łatwo zbudować charakterystykę dynamiczną wyznaczając dla dowolnych przyrostów ΔU_s przyrosty ΔU_a . Można więc napisać:

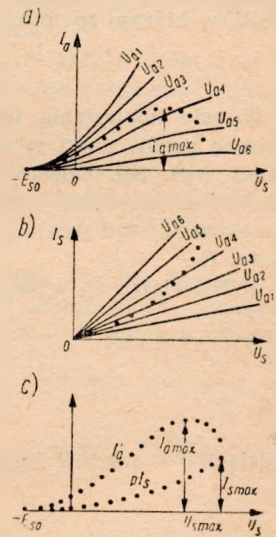
$$U_s = E_{s0} + \Delta U_s \quad U_a = E + \Delta U_a = E - \frac{\Delta U_s}{p} \quad (14)$$

Z charakterystyki dynamicznej można łatwo wyznaczyć wartość $I_{a \max}$, nie można natomiast określić wartości $U_{s \max}$ i $I_{s \max}$. W tym celu bowiem trzeba także rozpatrzyć przebiegi elektryczne w transformatorze impulsowym.

W momencie, w którym następuje odetkanie lampy $\tau = t_1$ (rys. 8), prąd w uzwojeniu pierwotnym $I_1 = 0$, a prąd w uzwojeniu wtórnym $I_2 = \frac{U_s(t_1)}{R} = \frac{E_{s0}}{R}$. Tak więc w chwili początkowej amperozwoje magnesujące wynoszą:

$$Az(t_1) = I_1(t_1) z_1 - I_2(t_1) z_2 \approx -z_2 \frac{E_{s0}}{R} \quad (15)$$

Obecnie nie można już pominąć wpływu oporności obciążenia R_0 . W tym celu prąd obciążenia przeniesiony do obwodu siatkowego $I'_0 = I_0 \frac{z_3}{z_2}$ będziemy rozpatrywać



Rys. 9. Charakterystyki dynamiczne

łącznie z rzeczywistym prądem siatki I_s , operując pojęciem wypadkowego prądu siatki $I_{ss} = I'_0 + I_s$. W czasie narastania impulsu można założyć, że w rdzeniu nie pojawi się żaden dostrzegalny przyrost ($t_n \ll t$) strumienia magnetycznego. Z tego powodu amperozwoje magnesujące pozostaną w tym czasie bez zmiany, tzn.:

$$Az(t_n) = Az(t_1) = -z_2 \frac{E_{s0}}{R}.$$

Warunek ten w przypadku transformatora o współczynniku sprzężenia $k = 1$ oznacza stałość różnicy amperozwojów obydwu uzwojeń, czyli stałość strumienia magnetycznego wywołanego różnicą obydwu prądów płynących w uzwojeniu pierwotnym i wtórnym. Na mocy tego założenia w dowolnym momencie narastania impulsu powinna być spełniona zależność:

$$Az(\tau) = z_1 I_1 - z_2 I_2 = z_1 \left(I_1 - \frac{z_2}{z_1} I_2 \right) = Az(t_1) = -z_2 \frac{E_{s0}}{R}, \quad (16)$$

czyli

$$I_1 - p I_2 = -p \frac{E_{s0}}{R}. \quad (17)$$

Uwzględniając wzory (4) i (6) otrzymamy:

$$\left. \begin{aligned} I_a + C_1 \frac{dU_a}{dt} - p \left(I_{ss} + \frac{U_s}{R} + C_2 \frac{dU_s}{dt} \right) &= -p \frac{E_{s0}}{R}, \\ \left(I_a - p I_{ss} \right) - \frac{dU_s}{dt} \left(pC_2 + \frac{C_1}{p} \right) &= p \frac{U_s - E_{s0}}{R}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

W chwili $\tau = t_2$, gdy napięcie na siatce osiąga maksimum, a więc $\frac{dU_s}{dt} = 0$, maksymalne wartości $I_{ss \max}$ i $U_{s \max}$ powinny odpowiadać takiemu punktowi charakterystyki, w którym spełnione jest równanie:

$$I_a - p I_{ss \max} = p \frac{U_{s \max} - E_{s0}}{R} = pI \quad (19)$$

W celu znalezienia tego punktu najwygodniej umieścić charakterystykę dynamiczną prądu siatki w tej samej płaszczyźnie co dynamiczną charakterystykę anodową (rys. 9c). Obecnie łatwo jest znaleźć taką wartość $U_{s \max}$, dla której jest spełniona zależność (19). Znając wartość $U_{s \max}$ znajdujemy minimalne napięcie anodowe i stąd znajdujemy amplitudę roboczego impulsu odbieranego na oporności R_0 .

Podstawiając do wzoru (2) wartość $U_c = -E_{s0}$ otrzymamy

$$\left. \begin{aligned} U_{a \min} &= E - \frac{z_1}{z_2} (U_{s \max} - E_{s0}), \\ U_0 &= \frac{z_3}{z_2} (U_{s \max} - E_{s0}), \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

gdzie U_0 — wartość impulsu roboczego.

2.4. Szybkość narastania impulsu

Warunek (19) dla dowolnego punktu charakterystyki przechodzi zgodnie ze wzorem (18) w nierówność:

$$I_a - p I_{ss} > p \frac{U_s - E_{s0}}{R}.$$

Jest to wynikiem istnienia pojemności szkodliwych C_1 i C_2 i wywołanych przez nie prądów pojemnościowych w chwili narastania impulsu. Ponieważ narastaniu impulsu odpowiada szybki spadek napięcia anodowego oraz wzrost napięcia siatkowego, stąd kierunek prądu I_{C1} jest przeciwny do kierunku prądu I_1 , a kierunek prądu I_{C2} jest zgodny z kierunkiem prądu I_2 . Można to wyrazić zależnościami:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I_a - I_{C1}, \\ I_2 &= I_{ss} + \frac{U_s}{R} + I_{C2}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Ponieważ wartości prądów płynących przez pojemności szkodliwe są określone szybkością zmian napięcia na siatce:

$$\begin{aligned} I_{C1} &= C_1 \frac{dU_a}{dt} = -\frac{C_1}{p} \cdot \frac{dU_s}{dt}, \\ I_{C2} &= C_2 \frac{dU_s}{dt}, \end{aligned} \quad (22)$$

więc odwrotnie, szybkość zmian napięcia U_s i U_a jest uwarunkowana prądami I_{C1} i I_{C2} , czyli wartościami pojemności C_1 i C_2 .

Przekształcając równanie (18) otrzymamy:

$$\frac{dU_s}{dt} = \frac{1}{\frac{C_1}{p} + pC_2} \left[I_a - pI_{ss} - p \frac{U_s - E_{s0}}{R} \right] \approx \frac{1}{\frac{C_1}{p} + pC_2} (I_a - pI_{ss}). \quad (23)$$

Ostatnie przybliżenie jest usprawiedliwione tym, że wartość prądu płynącego podczas frontu impulsu przez oporność R jest bardzo mała.

Ze wzoru (23) można obliczyć czas narastania impulsu t_n znając funkcje $I_a = f_a(U_a, U_s)$ i $I_{ss} = f_s(U_a, U_s)$. W pierwszym przybliżeniu czas narastania impulsu wyrazi się wzorem

$$t_n = 2 \frac{U_s \max}{I_{ss \max}} \left(C_2 + \frac{C_1}{p^2} \right). \quad (24)$$

W granicznym przypadku, gdy $C_1 = 0$ i $C_2 = 0$, czas narastania impulsu $t_n = 0$ i impuls osiąga nieskończenie wielką stromość zbocz.

Wpływ pojemności szkodliwych C_1 i C_2 na stromość zbocz impulsu widać wyraźnie ze wzoru (11), z którego wynika, że im pojemność zastępcza C_z wyrażona wzorem (12) jest mniejsza, tym szybkość narastania impulsu jest większa. W granicznym zaś przypadku, gdy $C_z = 0$, druga pochodna $\frac{d^2 U_s}{dt^2}$ osiąga nieskończenie wielką wartość przy $\theta \neq 0$.

2.5. Czas trwania impulsu

Od chwili, w której napięcie na siatce osiąga swoje maksimum, następuje okres, w którym amplituda generowanych impulsów pozostaje prawie stała (rys. 8). W tym okresie punkt pracy znajduje się w nieliniowej części charakterystyk lampowych. Ponieważ zakres ten charakteryzuje się znaczną wartością prądu siatki współmierną z wartością prądu anodowego, wpływ prądów pojemnościowych można pominąć. Jednak w tym stadium pracy generatora samodiawnego nie można pomijać wpływu zmian napięcia U_C na kondensatorze C .

Zgodnie z zależnością $\Delta U_a = -\frac{\Delta U_s}{p}$ dla tego zakresu pracy można napisać:

$$\Delta U_a = -\frac{\Delta U_s + \Delta U_C}{p} \quad (25)$$

Można również napisać, że:

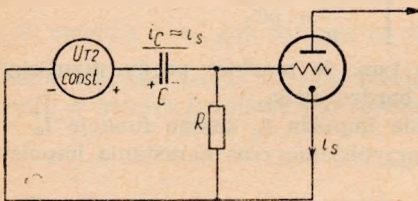
$$\Delta U_s + \Delta U_C \approx 0, \quad (26)$$

ponieważ napięcie ładujące kondensator i przyrosty napięcia ΔU_s przesuwają punkt pracy w kierunkach przeciwnych, a więc nie ma przyrostów napięcia i prądu anodowego.

Z dostatecznym dla obliczeń przybliżeniem można przyjąć, że w czasie płaskiej części impulsu napięcie U_a i napięcie $U_{T2} = pU_{T1}$ zachowują stałą wartość.

$$\left. \begin{aligned} U_{T1} &= E - U_{a \min} = \frac{U_{s \max} - E_{s0}}{p} = \text{const}, \\ U_{T2} &= U_{s \max} - E_{s0} = \text{const}. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Na podstawie przyjętych założeń można dla tego zakresu zbudować bardzo prosty układ zastępczy generatora (rys. 10). W tym stadium pracy w miarę wzrostu napięcia U_C na pojemności C zmniejsza się napięcie U_s na siatce lampy. Ten proces trwa aż do chwili, gdy punkt pracy wróci do zakresu charakterystyki lampy o takim nachyleniu, dla którego jest spełniony warunek powstawania przebiegu samodław-



Rys. 10. Układ zastępczy generatora samodław-
nego dla płaskiej części impulsu

nego, prowadzącego do gwałtownego ścięcia napięcia na siatce lampy. Wynika stąd, że długość tego przebiegu zależy od wielkości pojemności C i od natężenia prądu siatki I_s .

Doświadczalny wzór określający szerokość impulsu ma postać [1]:

$$t \approx 2 \frac{U_{s \max}}{I_{s \max}} C \quad (28)$$

Przez zmianę pojemności C można w dowolnych granicach zmieniać szerokość impulsu t . Jednak główny wpływ na szerokość impulsu ma wybór punktu pracy lampy, przekładnia transformatora oraz kształt charakterystyk impulsowych lampy.

2.6. Częstotliwość powtarzania impulsów

Częstotliwość powtarzania generowanych impulsów zależy od przebiegu rozładowania kondensatora C przez oporność R . Krzywa rozładowania ma charakter wykładniczy:

$$U_C = U_{C \max} e^{-\frac{t}{RC}}, \quad (29)$$

gdzie $U_{Cmax} = E_{s0} + \Delta U_C$, a ΔU_C oznacza przyrost napięcia na kondensatorze podczas trwania impulsu (rys. 8a). W czasie między kolejnymi impulsami $T' = T - t \approx T$ (T — okres powtarzania impulsów) napięcie na kondensatorze spada od wartości U_{Cmax} do wartości napięcia E_{s0} , równej napięciu odblokowania lampy. Okres powtarzania impulsów można znaleźć na podstawie zależności (29) podstawiając na miejsce U_C wartość E_{s0} . Otrzymujemy wówczas:

$$E_{s0} = U_{Cmax} e^{-\frac{T}{RC}}, \quad (30)$$

a po przekształceniu:

$$T = RC \ln \left(\frac{U_{Cmax}}{E_{s0}} \right) = RC \ln \left(\frac{E_{s0} + \Delta U_C}{E_{s0}} \right) = RC \ln \left(1 + \frac{\Delta U_C}{E_{s0}} \right). \quad (31)$$

Przyrost napięcia ΔU_C powstaje dzięki przepływowi prądu siatki. Impuls prądu siatki (rys. 8d) ma w przybliżeniu kształt trójkąta o wysokości I_{smax} i podstawie t . Można zatem przyrost napięcia ΔU_C określić jako:

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_0^t I_s dt \approx \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} I_{smax} t \right), \quad (32)$$

a podstawiając wartość ΔU_C do wzoru (32) otrzymamy:

$$T = RC \ln \left[1 + \frac{I_{smax} t}{2 C E_{s0}} \right]. \quad (33)$$

Z powyższego wzoru przy założonej szerokości impulsu t można znaleźć oporność R :

$$R = \frac{T}{C \ln \left[1 + \frac{I_{smax} t}{2 C E_{s0}} \right]}. \quad (34)$$

Przy wysokim stosunku $\frac{T}{t}$ należy starać się o jak największą wartość I_{smax} , żeby oporność R nie wypadła zbyt wielka.

Wzór (33) pozwala nam również wnioskować o stabilności generatora samodiawnego pracującego w zakresie drgań własnych. Stałość częstotliwości powtarzania jest uwarunkowana bezpośrednio stałością elementów R i C . Jasne więc jest, że temperatura i starzenie się elementów będą w znacznym stopniu wpływać na częstotliwość generatora samodiawnego. Pewien wpływ, choć znacznie mniejszy, będą miały różnice między wartościami parametrów charakteryzujących lampy (przy ewentualnej wymianie lamp), a to ze względu na występowanie we wzorze wartości I_{smax} i punktu odcięcia E_{s0} . Z tych względów tam, gdzie wymagana jest duża stałość częstotliwości powtarzania impulsów, należy stosować układ generatora samodiawnego synchronizowanego wzorcowym przebiegiem o stabilizowanej częstotliwości.

2.7. Układ filtrujący

W układach generatorów samodiawnych stosuje się specjalny obwód filtrujący w zasilaniu złożony z oporności R_f i pojemności C_f lub tylko z pojemności (rys. 7). Umożliwia to zastosowanie źródła o niewielkiej mocy. Kondensator C_f jest naładowany do napięcia E i spełnia rolę magazynu energii elektrycznej, którą czer-

pie układ podczas generowanego impulsu. Wielkość pojemności C_f wybiera się zakładając dopuszczalny spadek napięcia ΔE na pojemności C_f podczas impulsu. Założywszy dopuszczalny spadek napięcia $\Delta E = E - E_{min}$ możemy napisać:

$$\Delta Q_{C_f} \approx \frac{1}{2} I_{a \max} t < C_f \Delta E, \quad (35)$$

skąd

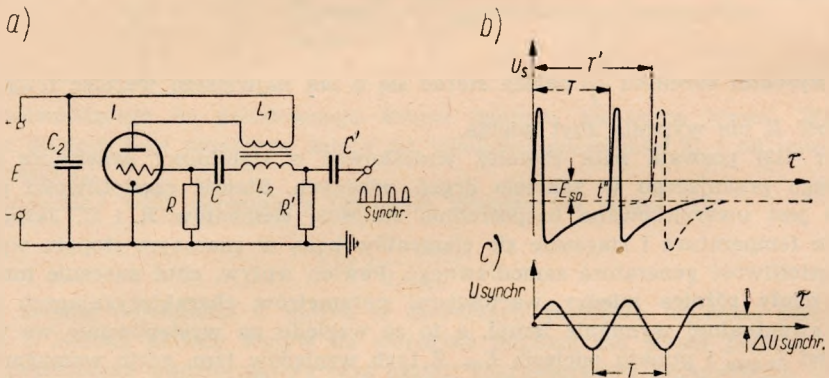
$$C_f \geq \frac{I_{a \max} t}{2 \Delta E}. \quad (36)$$

2.8. Synchronizacja generatorów samodławnych

Generator samodławny może pracować w trzech różnych układach:

- 1) jako generator samowzbudny,
- 2) jako generator samowzbudny synchronizowany,
- 3) jako generator jednoimpulsowy (wyzwalany).

Jak wynika z doświadczeń i z teorii, generator samodławny pracujący jako układ samowzbudny charakteryzuje się małą stabilnością. Zmiany napięć zasilających powodują zarówno zmiany amplitudy generowanych impulsów, jak i częstotliwości powtarzania. Z tego powodu generator samodławny, stosowany najczęściej jako element narzucający częstotliwość powtarzania całemu układowi impulsowemu, od którego wymaga się wysokiej stabilności pracy, musi być synchronizowany impulsami wzorcowymi.



Rys. 11. a) Układ generatora samodławnego z synchronizacją w siatce przez układ różniczkujący $R'C'$. b) Przebieg napięcia siatkowego bez synchronizacji (T') i z synchronizacją (T). c) Sygnał synchronizujący sinusoidalny (T)

Sygnał synchronizujący wprowadza się najczęściej w obwód siatkowy przez układ różniczkujący $R'C'$ (rys. 11), chociaż stosuje się i inne rozwiązania (rys. 12). Do synchronizacji najlepiej nadają się krótkotrwałe impulsy odznaczające się bardzo stromym zboczem, lecz można również stosować przebieg sinusoidalny.

Na rysunku 11 podano przebiegi czasowe ilustrujące pracę generatora samodławnego synchronizowanego przebiegiem sinusoidalnym. Generacja kolejnego im-

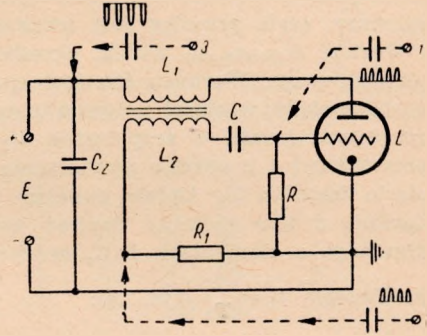
pulsu następuje w momencie bliskim przejścia napięcia synchronizującego przez zero ($\Delta U_{synchr.} \approx 0$) w chwili t'' , gdy

$$-U_{Cmax} e^{-\frac{t''}{RC}} + \Delta U_{synchr.} = -E_{s0} \quad (37)$$

Warunkiem synchronizacji jest, aby okres drgań własnych T' był większy od okresu przebiegu synchronizującego T . Zwykle dobiera się:

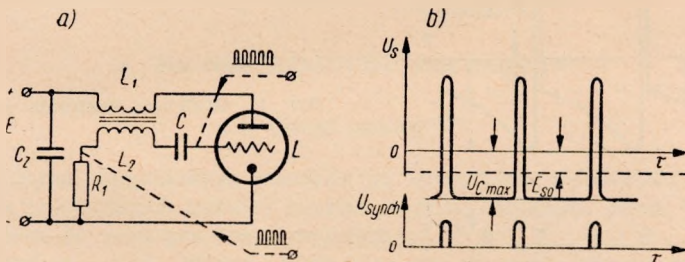
$$T' = (1,2 \div 1,5) T. \quad (38)$$

Inne sposoby synchronizacji podane na rys. 12 są zasadniczo podobne do podanego na rys. 11.



Rys. 12. Sposoby synchronizacji generatora samodławnego

Generator samodławny wyzwalany (jednoimpulsowy) różni się konstrukcyjnie od generatora samowzbudnego brakiem opornika R w obwodzie siatki. Podczas pierwszego impulsu kondensator C ładuje się do napięcia U_{Cmax} i teoretycznie utrzymuje tę samą wartość napięcia do $\tau = \infty$. W rzeczywistości kondensator, wskutek istnienia własnej upływności, po pewnym czasie, rzędu $10 \div 10^3$ sek, rozładuje się. Tak więc generator będzie wyzwalany tylko przez impulsy synchronizujące (rys. 13).



Rys. 13. Generator jednodrgnieniowy: a) schemat, b) przebiegi

Generator samodławny jednodrgnieniowy wydaje się z pewnych względów rozwiązaniem lepszym niż generator samowzbudny. Mianowicie generator samowzbudny w przypadku jakiegokolwiek uszkodzenia generatora synchronizującego, które może nie być sygnalizowane, przestaje się automatycznie z częstotliwości synchronizującej na częstotliwość własną. Ponieważ w dalszym ciągu generuje on impulsy, taki stan rzeczy jest bardzo trudno zasygnalizować, a oczywiście praca

generatora samodławnego z częstotliwością inną niż nominalna, szczególnie w układzie generatora harmonicznego, jest niedopuszczalna.

W przypadku generatora jednodrgnieniowego z chwilą zaniku synchronizacji blokuje się on ostatnim impulsem i przestaje generować. Ten stan rzeczy może być łatwo zasygnalizowany.

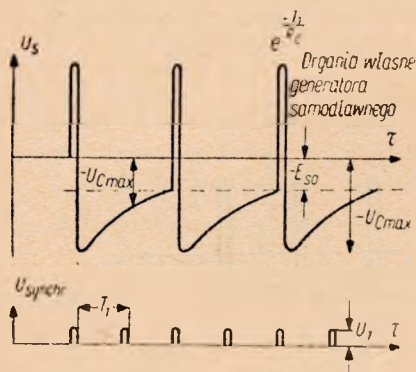
Warto zwrócić przy tym uwagę na typową w przypadku generatora samodławnego okoliczność, że synchronizacja jest możliwa tylko przy pewnych wartościach amplitud impulsów synchronizujących, wahających się w ściśle określonych granicach. Można więc operować takimi pojęciami, jak $U_{synchron.min}$ (minimalna amplituda impulsów synchronizujących, przy której istnieje synchronizacja) i $U_{synchron.max}$ (maksymalna wartość impulsów synchronizujących, przy których impulsy są pojedyncze, czyli przebieg jest niezniekształcony).

Wartość $U_{synchron.min}$ można określić wychodząc z warunku powstania przebiegu samodławnego. Warunek ten jest spełniony z chwilą odetkania lampy generatora, co odpowiada wartości potencjału na siatce E_{s0} . Jeśli w chwili przyścia impulsu synchronizującego o amplitudzie U_1 (dla uproszczenia założono kształt impulsu prostokątny) i o okresie powtarzania T_1 suma napięcia na kondensatorze C i napięcia impulsu U_1 będzie mniejsza od wartości E_{s0} , synchronizacja nie nastąpi. Zgodnie z tym możemy napisać warunek na $U_{synchron.min}$ dla generatora samodławnego o elementach R, C , synchronizowanego impulsami powtarzanymi z częstotliwością $f_1 = \frac{1}{T_1}$ (rys. 14):

$$-U_{Cmax} e^{-\frac{T_1}{RC}} + U_1 = -E_{s0}, \quad (39)$$

skąd

$$U_1 = -E_{s0} + U_{Cmax} e^{-\frac{T_1}{RC}}. \quad (40)$$



Rys. 14. Graficzna ilustracja wzoru (40)

Przy określaniu wartości $U_{synchron.max}$ należy wziąć pod uwagę szerokość impulsu synchronizującego τ_s . Jeśli bowiem szerokość impulsu będzie na tyle duża, że przy amplitudzie U_2 będzie spełniony warunek poprzedni w czasie $\tau < \tau_s$, tzn. jeśli przed zakończeniem impulsu synchronizującego napięcie wypadkowe $U_2 - U_C$ będzie większe od E_{s0} , powstaną obok właściwego impulsu generatora samodławnego sąsiednie impulsy pasożytnicze (towarzyszące), równe co do amplitudy pierwszemu impulsowi. Liczba tych impulsów zależeć będzie od szerokości impulsu synchroni-

zującego τ_s (rys. 15). Można zatem napisać warunek na szerokość impulsu mając daną wartość jego amplitudy lub odwrotnie — obliczyć $U_{\text{synchr-max}}$ przy danej szerokości impulsu:

$$-U_{C \text{ max}} e^{-\frac{\tau_s}{RC}} + U_2 = -E_{s0}, \quad (41)$$

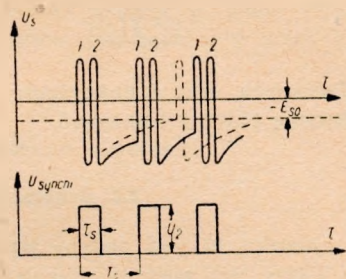
skąd

$$U_2 = -E_{s0} + U_{C \text{ max}} e^{-\frac{\tau_s}{RC}} \quad (42)$$

lub

$$\tau_s = RC \ln \frac{U_{C \text{ max}}}{U_2 + E_{s0}} \quad (43)$$

Powstawanie impulsów pasożytniczych jest niedopuszczalne w żadnym układzie impulsowym, a w szczególności w urządzeniach telefonii nośnej. Pojawienie się



Rys. 15. Powstawanie impulsów towarzyszących

impulsów towarzyszących powoduje odmienny rozkład widma od rozkładu założonego. Amplitudy pożądaných harmoniczných mogą być w danym przypadku niższe o 3 do 4 neperów.

Należy również zaznaczyć, że graniczne wartości napięć sygnału synchronizującego zależą od napięcia źródła anodowego.

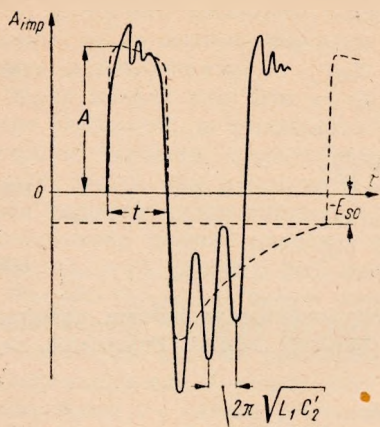
3. TRANSFORMATORY IMPULSOWE

3.1. Uwagi ogólne

Transformatorom impulsowym stawiane są specyficzne wymagania. Muszą one przenosić bez zniekształceń impulsy napięcia o dużej stromości zbocz, bardzo krótkim czasie trwania oraz znacznej amplitudzie.

Przy postawieniu zbyt ostrych warunków na stromość zbocza przenoszonego impulsu należy liczyć się z możliwością powstawania szkodliwych oscylacji w obwodzie transformatora na skutek występujących tam rozproszonych indukcyjności i pojemności. Powstające oscylacje powodują zniekształcenia zarówno zbocz, jak i pozostałych części przenoszonego impulsu (rys. 16). Oscylacje pojawiają się na początku płaskiej części impulsu i w chwili ścięcia. Są to drgania wielkiej częstotliwości. Amplituda pasożytniczych oscylacji może dochodzić nawet do takich wartości, które wywołują dodatkowe impulsy towarzyszące, zakłócające normalną pracę układu. Niezależnie od powstawania oscylacji występuje zmniejsze-

nie stromości zbocz impulsu. Jedynym środkiem prowadzącym do zmniejszenia zniekształceń impulsu jest jak największe zredukowanie pojemności własnych



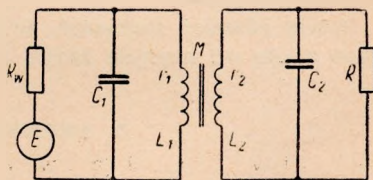
Rys. 16. Zniekształcenia impulsu

transformatora oraz indukcyjności rozproszenia, co osiąga się przez odpowiednią konstrukcję rdzenia i uzwojeń.

3.2. Schemat zastępczy transformatora

Na rysunku 17 jest podany ogólny schemat zastępczy transformatora impulsowego. Układ jest zasilany przebiegiem prostokątnym o wartości napięcia E . Źródło ma oporność wewnętrzną R_w . Oporność obciążenia transformatora w przypadku generatora samodzielnego stanowi przestrzeń siatka-katoda lampy generacyjnej, a więc oporność nieliniowa i rzeczywista.

Rys. 17. Ogólny schemat transformatora impulsowego



W czasie trwania impulsu można przyjąć, że oporność obciążenia R jest stała i równa pewnej średniej oporności R_0 . W przerwie między impulsami $R = \infty$. Pojemności szkodliwe uzwojenia pierwotnego C_1 i wtórnego C_2 są wypadkowymi wszelkich pojemności rozproszenia (międzyzwojowych, źródła, obciążenia, przewodów itp.).

Analiza matematyczna w oparciu o schemat transformatora z rys. 17 jest zbyt skomplikowana, dlatego też można, po dokonaniu pewnych uproszczeń nie mających zasadniczego wpływu na zjawiska elektryczne i fizyczne, posługiwać się znacznie prostszym schematem zastępczym transformatora podanym na rys. 18. Na schemacie tym oporność R_1 jest sumą oporności źródła i oporności uzwojenia pierwotnego:

$$R_1 = R_w + r_1, \quad (44)$$

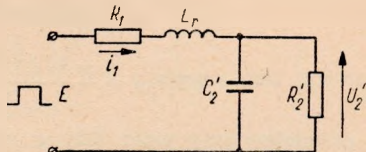
indukcyjność L_r jest sumaryczną indukcyjnością rozproszenia pierwotnego i wtórnego uzwojenia wyrażoną wzorem:

$$L_r = L_1 (1 - k^2), \quad (45)$$

pojemność C'_2 jest pojemnością uzwojenia wtórnego i obciążenia przeniesioną do uzwojenia pierwotnego, a oporność R'_2 — to wypadkowa oporność obciążenia, uwzględniająca oporność strat na prądy wirowe i oporność wtórnego uzwojenia, przeniesiona do uzwojenia pierwotnego. Wyraża się ona wzorem:

$$R'_2 = \frac{R_{wir} (R' + r'_2)}{R_{wir} + R' + r'_2}, \quad (46)$$

gdzie: $R' = \frac{R}{p^2}, \quad r'_2 = \frac{r_2}{p^2}.$



Rys. 18. Schemat uproszczony transformatora

Przejście od ogólnego układu transformatora do uproszczonego schematu (rys. 18) oraz matematyczne uzasadnienie wszystkich uproszczeń można znaleźć w wielu książkach z dziedziny impulsowej (np. [2]), dlatego wymienione zagadnienia w artykule tym nie będą rozpatrywane.

3.3. Zniekształcenia przenieszonego impulsu

Opierając się na schemacie (rys. 18) można napisać:

$$\left. \begin{aligned} E &= R_1 I_1 + s L_r I_1 + U'_2, \\ I_1 &= \frac{U'_2}{R'_2} + s C'_2 U'_2, \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

skąd otrzymamy:

$$U'_2 = \frac{E}{s^2 L_r C'_2 + s \left(\frac{L_r}{R'_2} + R_1 C'_2 \right) + \left(1 + \frac{R_1}{R'_2} \right)}. \quad (48)$$

Podzielimy licznik i mianownik przez

$$1 + \frac{R_1}{R'_2} = 1 + \gamma_R$$

i wprowadzimy następujące oznaczenia:

$$\delta = \frac{1}{2 \sqrt{1 + \gamma_R}} \left(\frac{\varrho}{R'_2} + \gamma_R \frac{R'_2}{\varrho} \right), \quad (49)$$

$$\varrho = \sqrt{\frac{L_r}{C'_2}}, \quad T_1 = \sqrt{\frac{L_r C'_2}{1 + \gamma_R}}, \quad (50)$$

$$E \frac{1}{1 + \gamma_R} = \frac{E R'_2}{R_1 + R'_2} U'_2 \infty = U'_2(\infty). \quad (51)$$

Ostatnie wyrażenie przedstawia tzw. „ustaloną” wartość U_2' , odpowiadającą $\tau = \infty$.

Po wykonaniu tych czynności otrzymamy:

$$U_2' = \frac{U_{2\infty}'}{(sT_1)^2 + 2\delta(sT_1) + 1} = \frac{U_{2\infty}'}{M'(s)}. \quad (52)$$

Określamy pierwiastki mianownika:

$$M'(s) = [(sT_1)^2 + 2\delta(sT_1) + 1] = 0, \\ (sT_1)_{1,2} = \frac{-2\delta \pm \sqrt{4\delta^2 - 4}}{2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - 1} = -\delta \pm j\beta \quad (53)$$

i przedstawiamy wzór (52) w nowej postaci:

$$\bar{U}_2' = \frac{U_{2\infty}'}{[sT_1 - (-\delta + j\beta)][sT_1 - (-\delta - j\beta)]}. \quad (54)$$

Stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego (funkcja przenoszenia) wyrazi się wzorem:

$$K(s) = \frac{U_2'(s)}{U_1(s)} = \frac{\frac{U_{2\infty}'}{E}}{[sT_1 - (-\delta + j\beta)][sT_1 - (-\delta - j\beta)]}, \quad (55)$$

gdzie $U_1(s) = E \frac{1}{s}$.

Wartość napięcia wyjściowego $U_2'(t)$ znajdziemy w niżej podany sposób. Wiadomo, że

$$U_2'(t) = L^{-1} \left\{ K(s) \cdot U_1(s) \right\} = L^{-1} \left\{ \frac{U_{2\infty}'}{s [sT_1 - (-\delta + j\beta)][sT_1 - (-\delta - j\beta)]} \right\} = \\ = L^{-1} \left\{ \frac{U_{2\infty}'}{\left[s - \left(\frac{-\delta + j\beta}{T_1} \right) \right] \left[s - \left(\frac{-\delta - j\beta}{T_1} \right) \right] sT_1^2} \right\} = \frac{U_{2\infty}'}{T_1^2} L^{-1} \left\{ \frac{1}{M(s)} \right\} = \\ = \frac{U_{2\infty}'}{T_1^2} L^{-1} \left\{ \frac{L(s)}{M(s)} \right\}. \quad (56)$$

Wiadomo dalej, że

$$L^{-1} \left\{ \frac{L(s)}{M(s)} \right\} = \sum_{k=1}^n C_k e^{s_k \tau}, \quad (57)$$

gdzie s_k — to k -ty pierwiastek mianownika $M(s)$, a C_k są określone wzorem:

$$C_k = \lim_{s \rightarrow s_k} \left[\frac{L(s)}{M(s)} (s - s_k) \right]. \quad (58)$$

Na podstawie tych wzorów otrzymamy:

$$U_2'(t) = U_{2\infty}' \left\{ 1 - \frac{e^{-\delta \tau}}{\beta} [\beta \cos \beta \tau' + \delta \sin \beta \tau'] \right\}, \quad (59)$$

gdzie τ' oznacza względną wartość czasu: $\tau' = \frac{\tau}{T_1}$.

Tak więc stosunek napięć $\frac{U'_2}{U'_{2\infty}}$ jest funkcją względnej wartości czasu

$$\frac{U'_2}{U'_{2\infty}} = F(\tau') = 1 - e^{-\delta\tau'} \sin(\beta\tau' + \varphi), \quad (60)$$

gdzie:

$$\beta = \sqrt{1 - \delta^2}; \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\delta}{\beta} = \frac{\delta}{\sqrt{1 - \delta^2}}.$$

Przy $\delta < 1$ rozwiązanie jest funkcją okresową. Gdy $\delta > 1$, przebieg jest aperiodyczny i rozwiązanie równania (60) będzie miało postać:

$$U'_2 = U'_{2\infty} [1 + Ae^{-\alpha_1\tau'} - Be^{-\alpha_2\tau'}], \quad (61)$$

gdzie:

$$A_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{\delta}{\sqrt{\delta^2 - 1}} - 1 \right); \quad B = \frac{1}{2} \left(\frac{\delta}{\sqrt{\delta^2 - 1}} + 1 \right);$$

$$\alpha_1 = \delta + \sqrt{\delta^2 - 1}; \quad \alpha_2 = \delta - \sqrt{\delta^2 - 1}.$$

Otrzymane rozwiązanie posiada tylko jeden parametr δ , który uwzględnia wszystkie parametry pierwotne transformatora. Ta okoliczność pozwala przeprowadzić analizę narastającej części impulsu. Parametr δ , określający charakter stanu przejściowego w transformatorze, nazywany jest niekiedy parametrem drgań obwodu transformatora.

Na rysunku 19 przedstawiono rodzinę krzywych dla różnych wartości parametru δ , zbudowanych według wzorów (60) i (61). Krzywe obrazują narastanie impulsu napięcia na wyjściu transformatora w funkcji względnej wartości czasu $\tau' = \frac{\tau}{T_1}$. Z rozpatrywanych charakterystyk wynika, że gdy $\tau \rightarrow \infty$, to amplituda impulsu dąży do wartości $U'_{2\infty}$. Przy założeniu pozostałych warunków stałych każdej wartości δ odpowiada czas narastania t_n (szerokość frontu impulsu) proporcjonalny do stałej czasu T_1 , wyrażonej wzorem (50).

Tak więc np. przy $\delta = 0,5$ czas narastania można określić jako $t_n \approx 3T_1$. Liczbowo przedstawia się to w sposób następujący: przy dopuszczalnym czasie narastania $t_n = 0,1 \mu\text{s}$ otrzymamy warunek na $T_1 \leq \frac{1}{3} t_n \approx 0,03 \mu\text{s}$.

Z powyższych względów przy projektowaniu i konstrukcji transformatorów impulsowych należy dążyć do zredukowania do minimum pasożytniczej stałej czasu T_1 . Ze wzoru (50) wynika, że pasożytniczą stałą czasu określają trzy parametry: $\gamma_R L_r C'_2$.

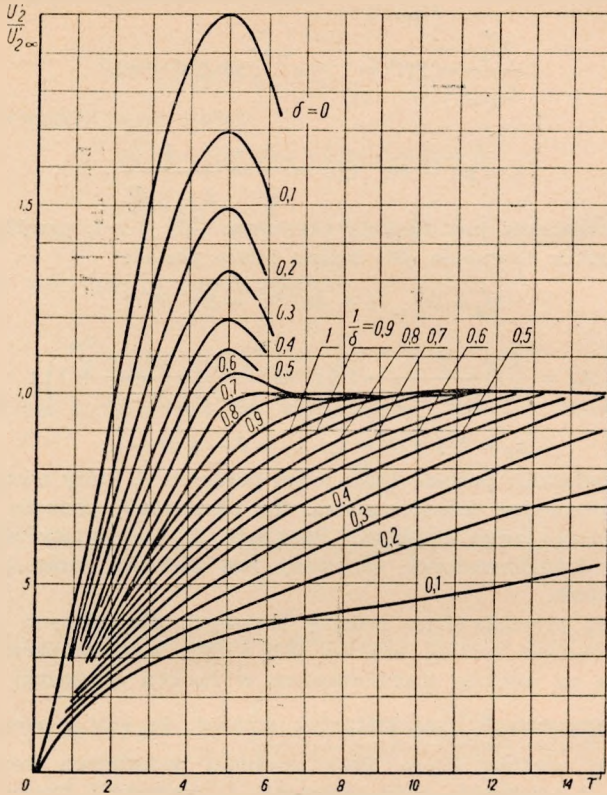
Parametr $\gamma_R = \frac{R_1}{R_2}$ jest na ogół narzucany przez założenia techniczne układu, dlatego też do zmniejszenia wielkości T_1 należy dążyć przez zmniejszenie wyrażenia $(L_r C'_2)$. Z tego punktu widzenia nie ma różnicy, który z parametrów (L_r czy C'_2) będzie ulegał zmniejszeniu. W rzeczywistości należy jednak jeszcze rozważyć wpływ parametru δ , zależnego również od wielkości L_r i C'_2 .

Ponieważ oprócz czasu narastania bardzo istotnym zagadnieniem są zniekształcenia impulsu spowodowane obecnością oscylacji, należy tak dobrać współczynnik δ , aby oscylacje te były możliwie jak najmniejsze.

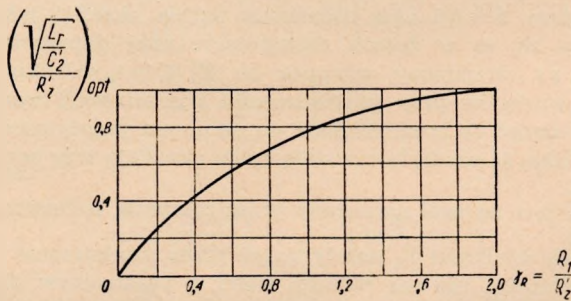
Ze wzoru (61) wynika, że przebiegi elektryczne w transformatorze mają charakter nieoscyłacyjny jedynie przy $\delta \geq 1$. Jednak z charakterystyk przedstawionych na

rys. 19 widać, że już przy $\delta \geq 0,5$ składowa zmienna oscylacji jest tak znikoma, że przebieg można uważać za nieoscylacyjny.

Na podstawie analizy kształtu impulsu można wysnuć wniosek, że optymalny



Rys. 19. Charakterystyka przenoszenia transformatora



Rys. 20. Wyznaczanie parametrów optymalnych

stosunek $\frac{L_r}{C_2'}$ zapewniający najmniejsze zniekształcenia impulsu odpowiada zależności:

$$Q_{opt} = \left(\sqrt{\frac{L_r}{C_2'}} \right)_{opt} \approx \sqrt{R_1 R_2'} \quad (62)$$

Wniosek ten jest słuszny, gdy zmiana stosunku $\frac{L_r}{C_2'}$ nie wywołuje zmian stałej czasu. Jest to możliwe do zrealizowania wtedy, gdy pojemność C_2' składa się głównie z pojemności własnej transformatora. Wówczas przez odpowiednie nawijanie uzwojeń można przy zachowaniu $L_r C_2' = \text{const}$ zmieniać wartość $\frac{L_r}{C_2'}$.

Jeśli zaś główny wpływ na pojemność C_2' mają pojemności obciążenia (pojemności szkodliwe układu), wtedy wartość $\left(\sqrt{\frac{L_r}{C_2'}} \right)_{opt}$ określa się z rys. 20.

3.4. Zjawiska magnetyczne w rdzeniu transformatora impulsowego

Zjawiska magnetyczne w rdzeniach transformatorowych można podzielić na trzy różne grupy:

- 1) zjawisko indukcji elektromagnetycznej,
- 2) zjawisko histerezy,
- 3) zjawisko prądów wirowych.

W przypadku transformatora impulsowego szczególnie istotnego znaczenia nabiera zjawisko prądów wirowych.

3.4.1. Krzywa magnesowania transformatora impulsowego

Analiza przebiegów magnetycznych w rdzeniu zostanie przeprowadzona przy szeregu założeń upraszczających, a mianowicie: pomijając będziemy oporności uzwojeń, szkodliwe pojemności oraz indukcyjności rozproszenia, oporność obciążenia będziemy uważać za stałą i rzeczywistą oraz przyjmujemy, że napięcie wejściowe ma charakter okresowo powtarzających się impulsów prostokątnych.

Zakładamy, że do pierwotnego uzwojenia transformatora, którego uzwojenie wtórne jest w stanie jałowym, jest doprowadzony jednostkowy skok napięcia (rys. 21a):

$$U_1 = z_1 \frac{d\Phi}{d\tau} 10^{-2} = z_1 s \frac{dB_{sr}}{d\tau} 10^{-2}, \quad (63)$$

gdzie:

- z_1 — liczba zwojów uzwojenia pierwotnego,
- s — przekrój rdzenia [cm²],
- τ — czas [μ s],
- B_{sr} — średnia wartość indukcji w przekroju rdzenia [Gs].

Przy napięciu $U_1 = \text{const}$ indukcja będzie narastała liniowo (rys. 21b) i przyrost $\frac{dB_{sr}}{d\tau}$ będzie stały,

$$dB_{sr} = \frac{U_1}{z_1 s} 100 d\tau. \quad (64)$$

Zakładając czas trwania impulsu od 0 do t i całkując w tych granicach otrzymamy przyrost indukcji:

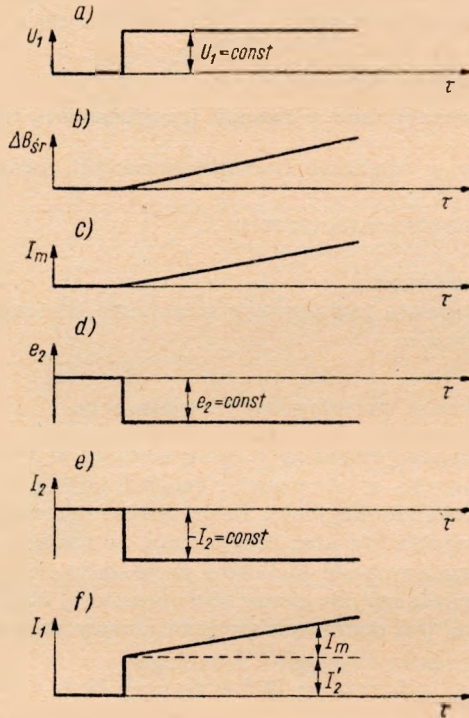
$$\Delta B_{sr} = \frac{100}{z_1 s} \int_0^t U_1 d\tau = \frac{100}{z_1 s} U_1 t. \quad (65)$$

Zakładamy następnie, że w rdzeniu nie powstają prądy wirowe i że indukcja magnetyczna zależy liniowo od natężenia pola magnetycznego ($\mu = \text{const}$):

$$B = \mu H. \quad (66)$$

Ponieważ natężenie pola jest związane z prądem magnesującym I_m zależnością

$$H = \frac{4\pi}{10l_2} z_1 I_m \quad (67)$$



Rys. 21. Przebiegi elektryczne w transformatorze impulsowym

(gdzie l_2 — jest długością obwodu magnetycznego), to przy liniowym narastaniu indukcji B_{sr} prąd magnesujący będzie narastał liniowo (rys. 21c). Prąd ten wywoła w uzwojeniu wtórnym SEM o wartości:

$$C_2 = -z_2 \frac{d\Phi}{d\tau} 10^{-2} = -\frac{z_2}{z_1} U_1 = -pU_1. \quad (68)$$

Jeśli teraz uzwojenie wtórne zamkniemy na opór obciążenia R , to prąd płynący przez uzwojenie wtórne wyniesie:

$$-I_2 = -\frac{z_2}{z_1} \cdot \frac{U_1}{R} = \text{const}. \quad (69)$$

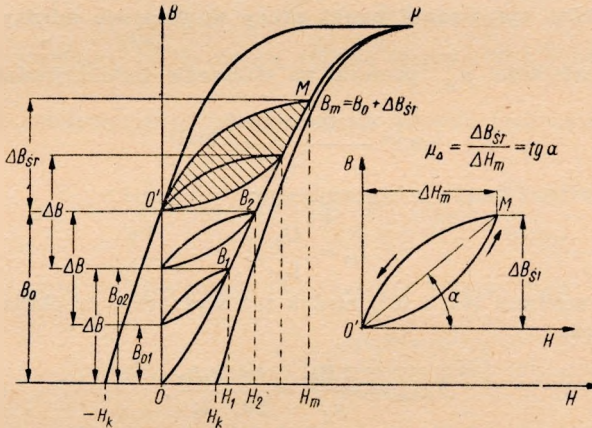
Prąd ten wytwarza pole rozmagnesowujące, określone amperozwojami $I_2 z_2$. Dla kompensacji tego pola prąd w uzwojeniu pierwotnym powinien wzrosnąć o wartość

ΔI_1 , aby $z_1 (\Delta I_1) = I_2 z_2$. W ten sposób wskutek oporności obciążenia prąd w uzwojeniu pierwotnym wyniesie (rys. 21f):

$$I_1 = I_m + \frac{I_2 z_2}{z_1} = I_m + I_2 p = I_m + I_2' \quad (70)$$

Zakończenie tego procesu zależy od położenia punktu nasycenia rdzenia. Rozpatrzmy teraz wpływ zjawiska histerezy na proces magnesowania rdzenia pod wpływem powtarzających się okresowo jednokierunkowych, prostokątnych impulsów napięcia o szerokości t . Materiał rdzenia określony jest pokazaną na rys. 22 pętlą histerezy. Rozpatrzmy przebiegi magnetyczne w rdzeniu rozpoczynając od momentu, gdy rdzeń jest w stanie kompletnego rozmagnesowania.

Pod działaniem pierwszego impulsu napięcia punkt określający stan magnetyczny rdzenia będzie się poruszał po pierwotnej krzywej magnesowania. Do momentu zakończenia impulsu punkt ten osiągnie wartość $B_1 = \Delta B_{sr}$, która zgodnie ze wzorem (65) zależy od wysokości i szerokości impulsu. Natężenie pola osiągnie wartość H_1 , odpowiadającą indukcji B_1 .



Rys. 22. Pętla magnesowania

Z polem magnetycznym w rdzeniu związany jest wzorem (67) prąd magnesujący w uzwojeniu pierwotnym transformatora. Po skończeniu impulsu prąd w uzwojeniu spada do zera. Jednak wskutek zjawiska histerezy punkt pracy nie wróci do początku układu, lecz do wartości B_{01} . Przy następnym impulsie indukcja osiągnie wartość $B_2 = B_{01} + \Delta B_{sr}$, przy czym pod wpływem drugiego impulsu punkt pracy będzie wznosił się po krzywej dążącej do pierwotnej krzywej magnesowania i dalej po krzywej pierwotnej aż do wielkości B_2 . Wartości tej odpowiada natężenie pola magnetycznego w rdzeniu $H_2 > H_1$. Po skończeniu impulsu prąd w uzwojeniu spada znów do zera, a indukcja do wartości $B_{02} > B_{01}$.

Proces ten będzie narastał w podobny sposób, przy czym n -ty impuls wywoła indukcję $B_m = B_0 + \Delta B_{sr}$ i pole magnetyczne H_m . Po skończeniu impulsu punkt pracy wróci do wartości $H = 0$ i $B = B_0$. Od tego momentu punkt pracy będzie się poruszał pod wpływem kolejnych impulsów po tej samej pętli, którą nazwiemy pętlą podstawową ($O'MO'$).

Przy następnych impulsach indukcja w rdzeniu będzie zmieniała się od wartości B_0 do $B_m = B_0 + \Delta B_{sr}$. Punkt pracy będzie poruszał się po pętli podstawowej, która charakteryzuje proces magnesowania rdzenia pod wpływem impulsów jednokierun-

kowych. Pętli podstawowej odpowiada ustalona wartość przyrostu natężenia pola magnetycznego ΔH_m , odpowiadająca przyrostowi indukcji ΔB_{sr} . Przedstawiona na

rys. 22 wartość $\mu_A = \operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta B'_{sr}}{\Delta H_m}$ jest tzw. przenikalnością pętli podstawowej.

Na podstawie powyższych rozważań można stwierdzić, że materiały magnetyczne stosowane do transformatorów impulsowych powinny odznaczać się następującymi zaletami:

- 1) jak najmniejszą wartością pozostałości magnetycznej B_0 ,
- 2) jak największą wartością indukcji nasycenia B_m ,
- 3) jak największą wartością przenikalności pętli podstawowej.

Dwie ostatnie cechy zależą w znacznym stopniu od indukcyjności B_0 .

Do obniżenia wartości B_0 prowadzą zasadniczo dwie drogi:

- 1) zastosowanie w obwodzie magnetycznym rdzenia szczeliny powietrznej o szerokości rzędu 10^{-3} długości obwodu magnetycznego w żelazie;
- 2) zastosowanie dodatkowych stałych amperozwojów magnesujących o działaniu kompensującym wpływ prądu roboczego; dobierając odpowiednio amperozwoje kompensujące można sprowadzać punkt pracy w przerwie między impulsami do wartości $B_0 = 0$.

Wprowadzenie wielkości μ_A pozwala na obliczenie indukcyjności magnesującej:

$$L_M = \frac{4\pi z_1^2 S \mu_A \cdot 10^{-3}}{l_2} [\mu\text{H}] \quad (71)$$

i wypadkowej wartości prądu magnesującego:

$$I_m = \frac{U_1}{L_M} t. \quad (72)$$

Posługując się wzorami (65) i (67) można też wyznaczyć wielkość prądu magnesującego z zależności:

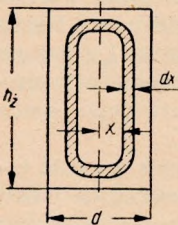
$$\Delta H_m = \frac{\Delta B_{sr}}{\mu_A} = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{z_1 I_m}{l_2}. \quad (73)$$

3.4.2. Wpływ prądów wirowych na pracę transformatora

Wielkość prądów wirowych powstających w rdzeniu transformatora pod wpływem zmiennego strumienia magnetycznego jest proporcjonalna do szybkości zmian

indukcji $\frac{dB}{d\tau}$, dlatego też przy pracy impulsowej zagadnienie prądów wirowych nabiera zasadniczej wagi.

Rozpatrzmy przekrój poprzeczny jednej z blaszek rdzenia (rys. 23) Elementarny obwód określony jest długością $l = 2h_2$ i przekrojem poprzecznym $q = l_2 dx$. Siła elektromotoryczna indukowana w tym elementarnym obwodzie przez zmienny strumień wyrazi się wzorem:



Rys. 23. Przekrój blaszki rdzenia

$$e_{wirx} = 2h_2 X \frac{dB_v}{d\tau} \cdot 10^{-2}, \quad (74)$$

gdzie $\frac{dB_v}{d\tau}$ — średnia prędkość zmian indukcji w elementarnym obwodzie określonym współrzędną x .

Przewodność tego obwodu:

$$ds = \frac{l_z dx}{2h_z \varrho}, \quad (75)$$

gdzie:

ϱ — oporność właściwa materiału rdzenia $\left[\frac{\Omega \text{cm}^2}{\text{cm}} \right]$,

l_z — długość drogi magnetycznej w rdzeniu.

Chwilowa wartość strat na prądy wirowe w jednej blaszce rdzenia wynosi:

$$P_{\text{wir } x} = \int_0^{d/2} e_{\text{wir } x}^2 ds = \frac{2h_z l_z}{\varrho} \cdot 10^{-4} \int_0^{d/2} \left(\frac{dB_x}{d\tau} \right)^2 x^2 dx. \quad (76)$$

Szybkość zmian indukcji jest w przybliżeniu stała i daje się zapisać wzorem:

$$\frac{dB_x}{d\tau} = \frac{dB_{sr}}{d\tau} = \frac{100U_1}{z_1 s}. \quad (77)$$

Podstawiając wartość $\frac{dB_x}{d\tau}$ ze wzoru (77) do wzoru (76) i wiedząc, że ilość blaszek $n = \frac{s}{h_z d}$, otrzymamy całkowite straty w rdzeniu podczas impulsu:

$$P_{\text{wir}} = \frac{2sl_z}{\varrho d} \cdot 10^{-4} \int_0^{d/2} \left(100 \frac{U_1}{z_1 s} \right)^2 x^2 dx = \frac{d^2 l_z U_1^2}{12 z_1^2 s \varrho}. \quad (78)$$

Średnią wartość strat podczas całego okresu pracy wyraża wzór:

$$\tilde{P}_{\text{wir}} = P_{\text{wir}} \frac{t}{T} = \frac{d^2 l_z U_1^2 t}{12 z_1^2 s \varrho T} \left[\text{W} \right]. \quad (79)$$

Można stąd określić zastępczą oporność prądów wirowych:

$$R_{\text{wir}} = \frac{U_1^2}{P_{\text{wir}}} = \frac{12 z_1^2 s \varrho}{d^2 l_z}. \quad (80)$$

Na podstawie otrzymanych wzorów można stwierdzić, że straty spowodowane prądami wirowymi są proporcjonalne do kwadratu grubości blaszek i do długości obwodu magnetycznego l_z .

3.5. Konstrukcja transformatorów impulsowych

Na podstawie punktu 3.4. można stwierdzić, że na rdzenie transformatorów impulsowych najbardziej nadają się takie materiały magnetyczne, jak permalloy oraz walcowana na zimno stal krzemowa. Grubość blaszek tworzących rdzeń powinna być nie większa od 0,1 mm. Profilowanie uzwojeń zależy od założonych wartości indukcyjności rozproszenia L_r i wypadkowej pojemności własnej C'_2 . Bardzo często jednowarstwowe cylindryczne uzwojenie siatkowe umieszcza się między warstwami uzwojenia anodowego. Takie nawijanie prowadzi do zmniejszenia indukcyjności rozproszenia, kosztem jednak zwiększenia pojemności własnych transformatora.

W celu zmniejszenia pojemności transformatora uzwojenie należy nawijać w kilku sekcjach. Doświadczenie wykazuje, że przy zastosowaniu podziału na 4 lub 5 sekcji, pojemności transformatora zmniejszają się od 5 do 15 razy.

4. UWAGI PRAKTYCZNE DOTYCZĄCE PROJEKTOWANIA GENERATORÓW SAMODŁAWNYCH

W układach generatorów samodławnych stosuje się najczęściej triody lub pentody w połączeniu triodowym. Wybiera się przy tym lampy o jak największym nachyleniu charakterystyki anodowej.

Ze względu na pracę impulsową lampy generacyjnej moc chwilowa w impulsie wydzielana w obwodach siatki i anody znacznie przewyższa katalogową moc admissyjną lampy.

W wielu układach generatorów samodławnych, stosowanych w technice radarowej, zagadnienie mocy w impulsie jest zagadnieniem drugorzędnym, głównie bowiem chodzi o stabilność częstotliwości i kształtu impulsu. Natomiast w przypadku zastosowania generatora samodławnego w urządzeniach telefonii nośnej zagadnienie mocy w impulsie ma znaczenie pierwszorzędne, gdyż związane jest z poziomami poszczególnych harmonicznymi (fal nośnych). Dlatego też projektując generator samodławny należy pamiętać o mocy admissyjnej lampy (a w szczególności siatki) i tak dobrać punkt pracy i parametry przebiegu impulsowego, żeby średnia moc wydzielana w obwodzie siatkowym była niższa od mocy admissyjnej siatki. Jak bowiem wskazuje praktyka, z punktu widzenia trwałości lampy zagadnienie mocy wydzielanej w siatce jest zagadnieniem kluczowym, a przepalenie się siatki jednym z najczęściej notowanych uszkodzeń. Problem ten jest nawet przyczyną tendencji do zastępowania lampowych układów impulsowych układami biernymi.

Z drugiej jednak strony, ze względu na pracę impulsową lampy, można stosować napięcie baterii anodowej wyższe od wartości katalogowej.

Równie istotnym elementem jest transformator impulsowy. Od jego prawidłowej konstrukcji zależy kształt odbieranego impulsu. Ze względu na konieczność zredukowania do minimum pojemności własnych transformatora i indukcyjności rozproszenia uzwojenia powinny zawierać względnie małe ilości zwojów. Na przykład uzwojenie anodowe powinno mieć 100 do 400 zwojów przy przekładni $\frac{z_2}{z_1} = 0,2$ do 0,8. Wymaga to stosowania szlachetnych blach o wysokiej przenikalności.

Ze względu na wysokie napięcia należy dbać o dobrą izolację międzyuzwojeniową i izolację do rdzenia.

Dodatek A

PRZYKŁAD OBLICZENIA GENERATORA SAMODŁAWNEGO

A1. Założenia projektowe

a) Generator harmonicznymi ma dostarczać częstotliwości nośne systemu: 176, 184, 192, 200, 208, 216, 224, 232, 240, 248, 256, 264, 272 kHz oraz częstotliwość grupową 320 kHz.

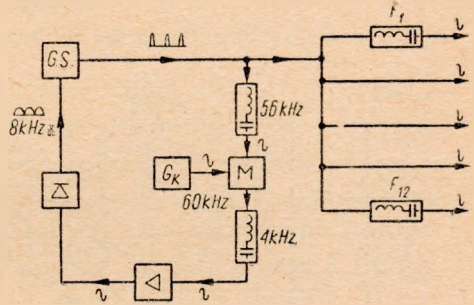
b) Minimalny poziom napięcia o najwyższej częstotliwości 320 kHz mierzony na oporności 600 Ω powinien wynosić 0 N.

c) Dopuszczalna różnica poziomów między poziomami o częstotliwościach 176 kHz i 320 kHz — 0,3 N.

d) Napięcia zasilające: $U_z = 6,3 \text{ V}$; $U_a = 212 \text{ V}$.

e) Układ należy rozwiązać na lampie EF 80.

f) Generator samodławny będzie synchronizowany napięciem sinusoidalnym o częstotliwości 8 kHz, jak na rys. A1. Napięcie synchronizacji o częstotliwości 8 kHz będzie



Rys. A1. Schemat blokowy układu generacyjnego telefonii bliskiego zasięgu

otrzymywane jako podwojony sygnał przez prostownik dwupołówkowy przebiegu o częstotliwości 4 kHz. Napięcie o częstotliwości 4 kHz powstanie w wyniku modulacji częstotliwości wzorcowej 60 kHz z generatora kwarcowego i siódmej harmonicznej przebiegu impulsowego z generatora samodławnego.

A2. Obliczenie elementów generatora samodławnego

Charakterystyki impulsowe lampy EF80, jako triody, są przedstawione na rys. A2.

Zakładamy, że kształt impulsów generowanych przez generator samodławny jest zbliżony do prostokątnego (słuszne wtedy, gdy $t_n \leq 0,05 t$). Zgodnie z analizą Fourierską przebiegów okresowych możemy w przypadku impulsów prostokątnych obliczyć amplitudę n -tej harmonicznej częstotliwości powtarzania impulsów według tabl. 1 (punkt 1.3).

$$C_n = 2A_{sr} \left[\frac{\sin \frac{n\pi d}{T}}{\frac{n\pi d}{T}} \right]; \quad A_{sr} = \frac{Ad}{T}$$

Okres powtarzania impulsów wyniesie:

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{80 \cdot 0} = 0,125 \text{ ms} = 125 \mu\text{s}.$$

Częstotliwość 320 kHz jest 40 harmoniczną.

Częstotliwość 176 kHz jest 22 harmoniczną.

Poziom 40 harmonicznej: $P_{40} \geq 0 \text{ N}$. $U_{40} = 775 \text{ mV}$.

Amplituda 40 harmonicznej: $C_{40} = U_{40} \sqrt{2} = 1,095 \text{ V}$.

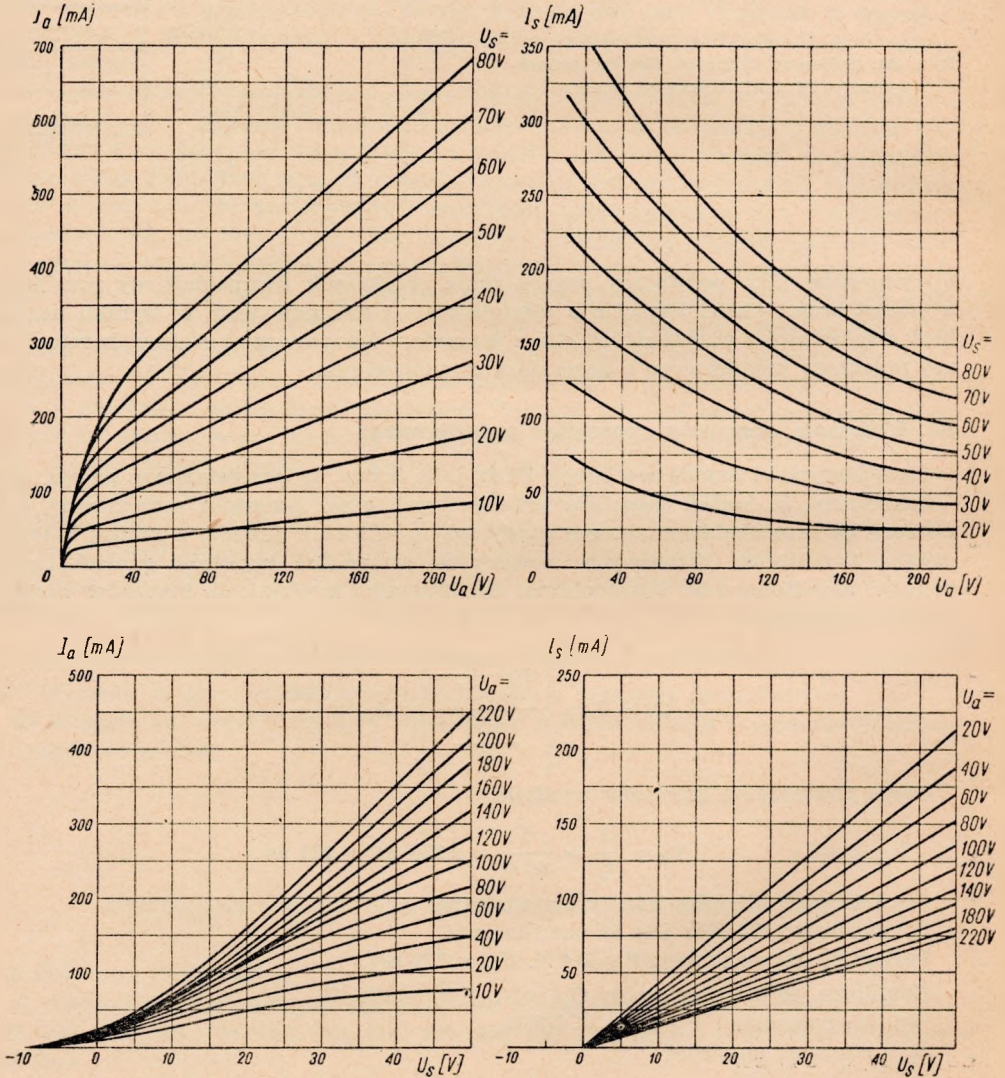
Różnica poziomów: $P_{22} - P_{40} < 0,3 \text{ N}$.

Stąd stosunek amplitud

$$\frac{C_{22}}{C_{40}} < 1,35.$$

Możemy więc napisać dwa warunki, które pozwolą na wyznaczenie parametrów przebiegu impulsowego, tzn. amplitudy impulsu A i jego szerokości d .

$$C_{40} = 2A_{sr} \left| \frac{\sin \frac{40\pi d}{T}}{\frac{40\pi d}{T}} \right| \geq 1,095 ;$$



Rys. A2. Charakterystyki impulsowe lampy EF80 w połączeniu trydowym

$$\frac{C_{22}}{C_{40}} = \frac{\left(\frac{\sin \frac{22\pi d}{T}}{\frac{22\pi d}{T}} \right)}{\left(\frac{\sin \frac{40\pi d}{T}}{\frac{40\pi d}{T}} \right)} < 1,35.$$

Oznaczając $\frac{d}{T_0} = X$ otrzymamy z powyższych warunków dwa równania z dwiema niewiadomymi X i A .

$$\frac{\sin(69X)}{\sin(125,6X)} < 0,74,$$

$$A \cdot \sin(125,6X) \geq 68,8.$$

Rozwiązanie tego układu równań jest zbyt skomplikowane, dlatego jedną z wielkości założymy.

Zakładając $A = 70$ V otrzymamy:

$$\sin(125,6X) \geq 0,984,$$

$$125,6X \geq 79,8^\circ = 1,385 \text{ radianów.}$$

stąd

$$X \geq 0,01108.$$

Zgodnie z poprzednio przyjętym oznaczeniem $\frac{d}{T_0} = X$,

$$d \geq 0,01108 \cdot T_0 = 0,01108 \cdot 125 = 1,38 \approx 1,4 \mu\text{s}.$$

$$X = \frac{1,4}{125} = 0,0112.$$

Sprawdzimy, czy dla obliczonej na podstawie założenia $A = 70$ V wartości $X = 0,0112$ jest spełniony warunek odpowiedniego stosunku amplitud:

$$\frac{\sin(69 \cdot 0,0112)}{\sin(125,6 \cdot 0,0112)} = \frac{\sin 0,772}{\sin 1,407} = \frac{\sin 44 \cdot 2^\circ}{\sin 80 \cdot 6^\circ} = \frac{0,698}{0,987} = 0,712 < 0,74.$$

Tak więc przebieg impulsowy odpowiadający założeniom technicznym można opisać:

$$f_0 = 8 \text{ kHz},$$

$$T_0 = 125 \mu\text{s},$$

$$A \geq 70 \text{ V},$$

$$d \approx 1,4 \mu\text{s},$$

$$t_n < 0,05 t \approx 0,02 t \approx 0,03 \mu\text{s}.$$

Zakładamy przekładnię transformatora impulsowego $p = 0,225$. Na podstawie wzoru (4): $\Delta U_a = \frac{-\Delta U_s}{p} = -4,44 \cdot \Delta U_s$ układamy tablicę A1, której punkty wyznaczają charakterystykę dynamiczną układu.

Zakładając następnie przekładnię $p' = \frac{z_2}{z_3} = 0,5$ (rys. A3), otrzymamy wartość oporności obciążenia ($R_0 = 600 \Omega$) przeniesioną do obwodu siatkowego:

$$R_0' = R_0 (p')^2 = 150 \Omega.$$

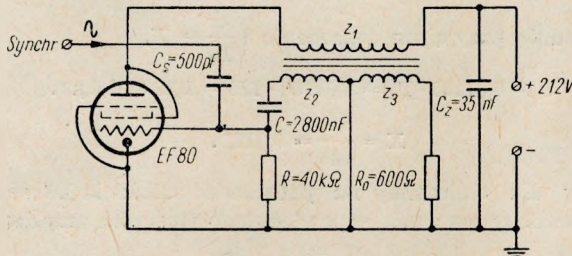
Tabela A1

ΔU_s	ΔU_a	$U_s = E_{s0} + \Delta U_s$	$U_a = E + \Delta U_a$	I_a	I_0'	I_{ss}	$I_{ss}' = p I_{ss}$	$I_s = I_{ss} - I_0'$
V	V	V	V	mA	mA	mA	mA	mA
5	- 22,2	- 5	189,8	7	27	27	6	0
10	- 44,4	0	167,6	20	63	63	14	6
15	- 66,5	5	145,5	39	100	110	25	10
20	- 88,8	10	123,2	60	130	150	35	20
25	- 111,0	15	101,0	80	170	200	46	30
30	- 133,0	20	79,0	104	200	260	58	60
35	- 156,0	25	56,0	105	235	320	72	85
40	- 178,0	30	34,0	101	270	380	85	110
42,5	- 189,0	32,5	23,0	94	285	418	94	135

$$E_{s0} \approx - 10V$$

Charakterystyka prądu obciążenia sprowadzonego do obwodu siatkowego (rys. A4)

jako funkcja $I_0' = f(U_s)$ jest linią prostą o nachyleniu $\frac{1}{R_0}$.



Rys. A3. Schemat generatora samodzielnego

Rysunek A5 przedstawia charakterystykę wypadkowego prądu siatki $I_{ss} = I_s + I_0'$ w funkcji napięcia siatkowego dla różnych napięć anodowych.

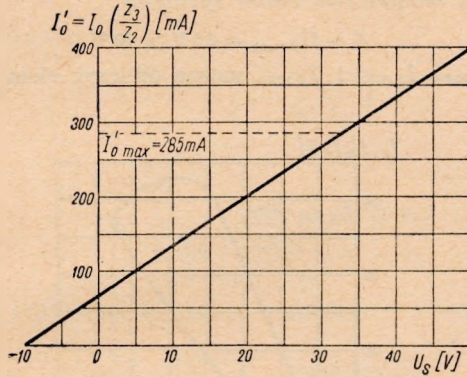
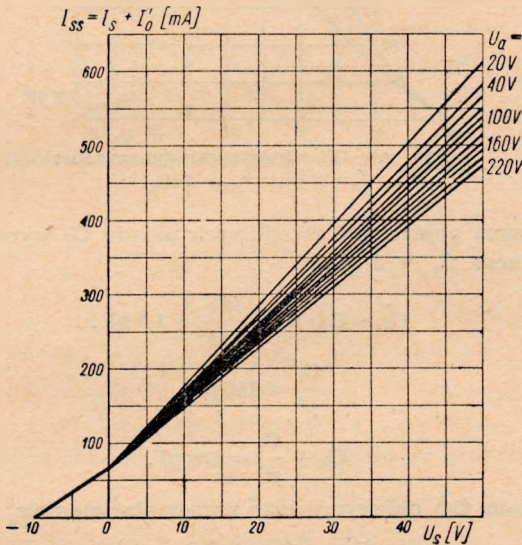
Posługując się odpowiednimi wartościami ΔU_s i ΔU_a oraz rodzinami charakterystyk $I_a = f(U_s)$ (rys. A2) i $I_{ss} = f(U_s)$ (rys. A4) tworzymy charakterystyki dynamiczne prądu anodowego i wypadkowego prądu siatki. Tę ostatnią charakterystykę transformujemy do obwodu anodowego na podstawie zależności:

$$I_{ss}' = I_{ss} \quad p = I_{ss} 0,225.$$

Obydwie charakterystyki dynamiczne $I_a = f(U_s)$ i $I_{ss}' = f(U_s)$ umieszczamy w jednym układzie współrzędnych (I_a , U_s) (rys. A6) i znajdujemy wartości $I_{ss \max}$ i $U_{s \max}$ z warunku (19)

$$I_a - p I_{ss \max} = p \frac{U_{s \max} - E_{s0}}{R}$$

Ponieważ oporność R wypada zawsze rzędu 20 do 100 k Ω , więc wartość $p \frac{U_{s \max} - E_{s0}}{R}$ będzie rzędu 0,1 do 1,0 mA i dlatego też punkt ($I'_{ss \max}$, $U_{s \max}$) można przyjąć za punkt przecięcia się charakterystyk dynamicznych $I_a = f(U_s)$ i $I'_{ss} = f(U_s)$.

Rys. A4. $I'_0 = f(U_s)$ Rys. A5. $I'_{ss} = I'_s + I'_0 = f(U_s)$

Z charakterystyk odczytujemy wartości:

$$I'_{ss \max} = 94 \text{ mA},$$

$$U_{s \max} = 32,5 \text{ V},$$

$$I_{ss \max} = \frac{I'_{ss \max}}{p} = 418 \text{ mA},$$

$$I'_{0 \max} = 285 \text{ mA},$$

$$I_s \max = I_{ss} \max - I_0' \max = 133 \text{ mA},$$

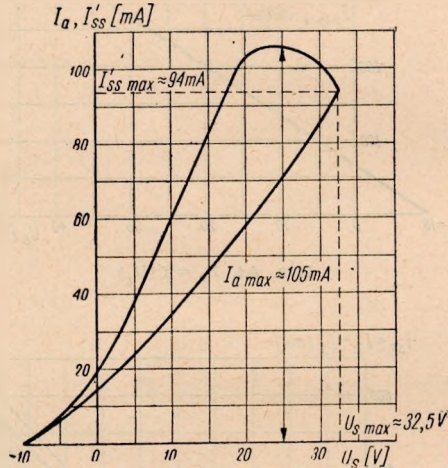
$$I_0' \max = 142,5 \text{ mA},$$

$$U_0 \max = I_0' \max R_0 = 85 \text{ V}.$$

Widać stąd, że warunek założony na amplitudę impulsu $A \geq 70 \text{ V}$ z punktu widzenia charakterystyk lampowych, został spełniony.

$$A = U_0 \max = 85 \text{ V} > 70 \text{ V}.$$

Znając wartości $I_{ss} \max$, $I_s \max$ i $U_s \max$ można obliczyć elementy generatora samodzielnego.



Rys. A6. Charakterystyki dynamiczne:

$$I_a = f(U_s); I_{ss}' = f(U_s)$$

Zakładamy, że suma pojemności szkodliwych układu C_2 wynosi 30 pF. Pojemność uzwojenia pierwotnego $C_1 = 5 \text{ pF}$.

$$C_2' = C_2 \cdot p^2 = \frac{30}{4,44^2} = 1,5 \text{ pF},$$

$$\frac{C_1}{p^2} = 100 \text{ pF},$$

$$C_2 + \frac{C_1}{p^2} = 130 \text{ pF}.$$

Zgodnie ze wzorem (24) obliczymy czas narastania impulsu:

$$t_n \approx 2 \frac{U_s \max}{I_{ss} \max} \left(C_2 + \frac{C_1}{p^2} \right) = 0,02 \mu\text{s}.$$

(Obliczona wartość czasu narastania jest zbliżona do wartości założonej).

Wartość pojemności C w siatce obliczymy z warunku (28)

$$t = 2 \frac{U_s \max}{I_s \max} C,$$

stąd

$$C = \frac{t I_s \max}{2 U_s \max} = 2800 \text{ pF}.$$

Wartość oporności siatkowej obliczymy z warunku na okres powtarzania impulsów. Założymy, że okres drgań własnych generatora samodławnego będzie większy od okresu przebiegu synchronizowanego:

$$T_0 = 125 \mu\text{s},$$

$$T = 1,25 T_0 = 156 \mu\text{s}.$$

Ponieważ (wzór 33):

$$T = RC \ln \left[1 + \frac{I_{s \max} t}{2C E_{s0}} \right],$$

to

$$R = \frac{T}{C \ln \left[1 + \frac{I_{s \max} t}{2C E_{s0}} \right]} \approx 40 \text{ k}\Omega.$$

Obliczymy jeszcze pojemność filtrującą w anodzie z warunku (36):

$$C_f = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{a \max} t}{\Delta E} \quad (\text{patrz p. 2.7})$$

Zakładamy: $\Delta E = X = 2 \text{ V}$.

Z charakterystyki dynamicznej odczytujemy: $I_{a \max} = 105 \text{ mA}$.

$$C_f = \frac{1}{2} \cdot \frac{105 \cdot 10^{-3} \cdot 1,4 \cdot 10^{-6}}{2} \approx 35 \text{ nF}.$$

A3. Obliczenie transformatora impulsowego

Dane wyjściowe:

$$z_1 = 200 \text{ zw.},$$

$$p_2 = \frac{z_2}{z_1} = 0,225,$$

$$z_2 = 45 \text{ zw.},$$

$$p' = 0,5,$$

$$z_3 = 90 \text{ zw.}$$

Rdzeń z permalloy'u 36% Ni, złożony z blaszek M-7 o grubości $d = 0,1 \text{ mm}$.

$$l_z = 2 \cdot 25 + 2 \cdot 12 = 74 \text{ mm} = 7,4 \text{ cm},$$

$$s = 7 \cdot 7 = 49 \text{ mm}^2 = 0,49 \text{ cm}^2,$$

$$B_{nas} \approx 12000 \text{ Gs},$$

$$H_k \approx 0,2 \text{ Oe},$$

$$\mu \approx 3000 \text{ Gs/Oe},$$

$$B_0 \approx 1000 \text{ Gs},$$

$$\varrho \approx 65 \mu\Omega \frac{\text{cm}^2}{\text{cm}},$$

$$\mu_1 \approx 2800 \text{ Gs/Oe}.$$

Na podstawie wzorów podanych w rozdziale 3.4.2 obliczymy wielkość prądów wirowych płynących w rdzeniu transformatora:

$$I_{wir} = \frac{U_1}{R_{wir}} = \frac{d^2 \cdot l_2}{12 \cdot z_1^2 \cdot s \cdot \varrho} \approx 48 \mu\text{A},$$

$$I_m = \frac{U_1}{L_m} t = 3,2 \text{ mA},$$

$$\frac{I_{wir}}{I_m} = \frac{48 \cdot 10^{-6}}{3,2 \cdot 10^{-3}} = 15 \cdot 10^{-3} = 1,5\%.$$

Wpływ prądów wirowych jest więc do pominięcia.

Obliczymy teraz optymalną wartość indukcyjności rozproszenia na podstawie rys. 20.

Zakładamy pojemność obciążenia $C_3 = 30 \text{ pF}$. Wartość pojemności obciążenia przeniesiona do uzwojenia pierwotnego wyniesie:

$$C'_3 = 30 \left(\frac{90}{200} \right)^2 = 30 \cdot 0,203 = 6,1 \text{ pF}.$$

Całkowita pojemność przeniesiona do uzwojenia pierwotnego wyniesie:

$$C' = C'_2 + C'_3 = 1,5 + 6,1 = 7,6 \text{ pF},$$

$$R_1 \approx \frac{212}{105} = 2,02 \text{ k}\Omega.$$

Na podstawie wzoru (46), pomijając wpływ oporności zastępczej na prądy wirowe, uwzględniając że $R' \gg r'_2$, otrzymujemy:

$$R'_2 = R' = \frac{U_{s \max}}{I_{ss \max}} \cdot \frac{1}{p^2} \approx 1,5 \text{ k}\Omega,$$

$$\frac{R_1}{R'_2} = 1,32 = \gamma_R.$$

Z krzywej (rys. 20) odczytujemy wartość $\left(\frac{\sqrt{\frac{L_r}{C'}}}{R'_2} \right)_{opt} = 0,7$,

stąd

$$\sqrt{\frac{L_r}{C'}} = 0,7 \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 1,05 \cdot 10^3,$$

$$\frac{L_r}{C'} = 1,1 \cdot 10^6,$$

$$L_r \text{ opt} = 1,1 \cdot 10^6 \cdot 7,6 \cdot 10^{-12} = 8,35 \mu\text{H}.$$

Sprawdzimy, czy wartość indukcyjności rozproszenia wynikająca z danych mechanicznych transformatora jest w przybliżeniu równa wartości $L_r \text{ opt}$, wynikającej z wykresu podanego na rys. 20 [3].

$$L_{r1} = \frac{0,4\pi k z_1^2 \cdot l_{cu1}}{10^8 \cdot h} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_1}{3} \right),$$

$$L_{r2} = \frac{0,4\pi k z_2^2 \cdot l_{cu2}}{10^8 \cdot h} \left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_2}{3} \right).$$

gdzie:

L_{r1} — indukcyjność rozproszenia uzwojenia pierwotnego,

L_{r2} — indukcyjność rozproszenia uzwojenia wtórnego,

h — długość uzwojeń wzdłuż kierunku strumienia rozproszenia (2 cm),

A_1 — grubość uzwojenia pierwotnego w poprzek linii strumienia rozproszenia (0,04 cm),

A_2 — grubość uzwojenia wtórnego w poprzek linii strumienia rozproszenia (0,03 cm),

δ — odległość międzyuzwojeniowa — grubość przekładni izolacyjnej (0,001 cm),

l_{cu1} — średnia długość zwoju uzwojenia pierwotnego (4,0 cm),

l_{cu2} — średnia długość zwoju uzwojenia wtórnego (3,8 cm),

k — współczynnik doświadczalny, zależny od typu uzwojenia (0,6).

Obliczamy:

$$L_{r1} \approx 8,1 \mu\text{H},$$

$$L_{r2} \approx 0,5 \mu\text{H},$$

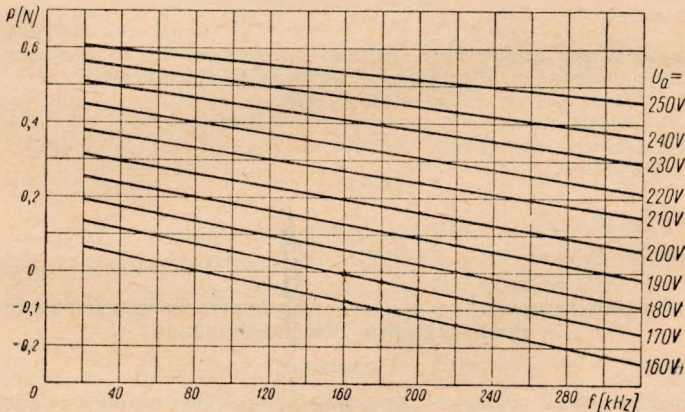
$$L_r = L_{r1} + L'_{r2} = L_{r1} + p^2 L'_{r2} \approx 8,2 \mu\text{H}.$$

Uwzględniając fakt, że teoretyczne obliczenie indukcyjności rozproszenia jest nieokładne, można obliczoną wartość $L_r = 8,2 \mu\text{H}$ uważać za wystarczająco bliską wartości $L_{r\text{opt}} = 8,35 \mu\text{H}$.

Tak więc na podstawie obliczeń pełny schemat projektowanego generatora samodławnego będzie przedstawiał się, jak podano na rys. A2.

A4. Pomiary

Na modelu wykonanym według podanych obliczeń dokonano szeregu pomiarów pozwalających określić przydatność generatora samodławnego do systemów generacyjnych urządzeń telefonii wielokrotnej.

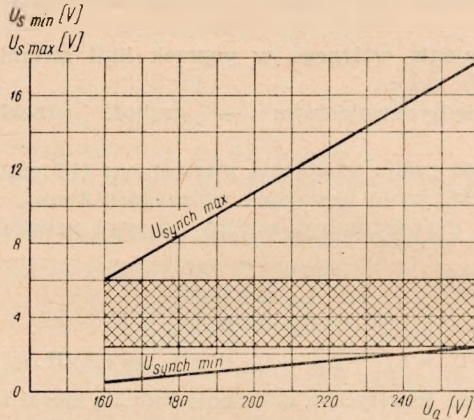


Rys. A7. Rozkład poziomów harmonicznych

Rysunek A7 zawiera interesujący nas rozkład poziomów poszczególnych harmonicznych od 40 kHz do 320 kHz. Poziom sygnału o częstotliwości 320 kHz (40 harmoniczna) jest zgodnie z założeniami projektowymi większy od 0 N. Różnica poziomów $P_{22} - P_{40}$ jest mniejsza od 0,3 N. Jak było do przewidzenia, poziom wszyst-

kich harmoniczných wzrasta ze wzrostem napięcia anodowego, ponieważ jednocześnie z napięciem anodowym wzrasta wysokość impulsu.

Druga charakterystyka (rys. A8) daje zależność napięć synchronizacji $U_{synchron. max}$ i $U_{synchron. min}$ od wielkości napięcia anodowego. Z charakterystyk wynika wartość



Rys. A8. Charakterystyki: $U_{synchron. max} = f(U_a)$, $U_{synchron. min} = f(U_a)$

optymalna $U_{synchron. opt} = 4$ V. Jest to wartość napięcia synchronizującego mierzona wprost na siatce lampy. Jeśli napięcie synchronizujące jest doprowadzane przez jakikolwiek dzielnik napięcia (w naszym przypadku przez kondensator $C_s = 500$ pF), należy uwzględnić spadek napięcia na dzielniku. Bez dzielnika napięcia można synchronizować generator samodławny tylko ze źródła wysokooporowego, aby nie zwierzać oporu siatkowego generatora.

WYKAZ LITERATURY

1. *Boncz-Brujewicz A. M.*: Primienjenje elektronnych lamp w eksperimientalnoj fizikie.
2. *Aizinow M. M.*: Pieriechnodnyje processy w elementach radioustrojstw.
3. *Cykin G. S.*: Transformatory malej czestotliwosci.
4. *Terman F. E.*: Radiotechnika, t. I i II.
5. *Halpin A. M.*: Osnowy telewizionnoj tiechniki.
6. *Ignatjew*: Tiewewidjenje.

Я. Сохацки

Применение блокинг-генератора в качестве гармонического генератора в системах многократного телефонирования

Резюме

В статье описаны общие принципы генерирования несущих частот в телефонных устройствах и основные типы генераторных схем применяемых в этих устройствах. Описан генератор прямоугольных импульсов известный под названием блокинг-генератора, его принцип действия и методы проектирования. Подчеркнуты те свойства блокинг-генератора, благодаря которым он может быть применен в качестве нового типа гармонического генератора в системах многократного телефонирования.

В дальнейшем описан импульсный трансформатор — основной элемент генераторной схемы, даны предпосылки для проектирования его, основы конструирования, описаны магнитные и электрические процессы в его цепях.

Для дополнения теоретических сведений изложенных в статье приведен пример расчёта блокинг-генератора по требованиям результирующим из применения этого генератора в системе многократного телефонирования близкого действия.

J. Sochacki

APPLICATION OF BLOCKING OSCILLATOR TO FREQUENCY MULTIPLICATION IN CARRIER TELEPHONE SYSTEMS

S u m m a r y

After a survey of general principles and common methods of carrier frequency generation in telephone systems the author describes the blocking oscillator, constituting a source of rectangular pulses, its principle of operation and corresponding design methods. Features, essential for its application in carrier telephone systems, are given particular consideration. Pulse transformer, constituting an essential part of this kind of generator, is dealt with in detail; this includes general principles of its design as well as a discussion of both electric and magnetic phenomena involved. In conclusion the author presents an example of the design of a blocking oscillator intended for use in a twelve-channel short-haul carrier telephone system.

J. Sochacki

L'UTILISATION DU GÉNÉRATEUR DE BLOCAGE EN QUALITÉ D'UN GÉNÉRATEUR DES HARMONIQUES DANS LES SYSTÈMES TELEPHONIQUES À COURANTS PORTEURS

R é s u m é

Considérant les principes de génération des fréquences porteuses dans les systèmes téléphoniques et les types de base des générateurs utilisés, l'auteur étudie le générateur des impulsions carées c-à-d le générateur de blocage, les principes de son fonctionnement et les méthodes de sa réalisation. Grâce aux qualités mises plus particulièrement en lumière ce générateur peut être utilisé dans les systèmes téléphoniques porteurs en qualité d'un nouveau type de générateur des harmoniques.

Après avoir donné un aperçu sur le transformateur à impulsions (comme élément essentiel du générateur), l'auteur montre comment il peut être réalisé et envisage les principes de construction, les parcours magnétiques et électriques dans les circuits du transformateur.

Comme suite à l'analyse théorique est présenté un exemple de calcul du générateur de blocage qui répond aux conditions imposées au générateur des harmoniques utilisé dans la téléphonie à 12 voies et à faible portée.

J. Sochacki

DER SÄTTIGUNGS-FREQUENZVERVIELFACHER („BLOCKING GENERATOR“) UND SEINE ANWENDUNG ALS QUELLE VON TRÄGERFREQUENZEN IN DER TRÄGERFREQUENZTELEFONIE

Z u s a m m e n f a s s u n g

Der Aufsatz bringt allgemeine Grundlagen der Erzeugung von Trägerfrequenzen in Anlagen der Fernsprechtechnik und bespricht die hauptsächlichen Arten der betreffenden Generatoren. Es wird ein Erzeuger von rechteckförmigen Impulsen, dessen Wirkungsweise und Berechnungsverfahren besprochen sowie diejenigen Eigenschaften dieses Gerätes hervorgehoben, die es als Quelle von Trägerfrequenzen in der Trägerfrequenztelefonie geeignet machen.

Anschließend wird als wesentliches Glied dieses Erzeugers der Impulstransformator besprochen unter Angabe von darin sich abspielenden magnetischen und elektrischen Vorgängen, von Richtlinien für dessen Projektierung und von Grundsätzen seiner Konstruktion.

Theoretische Angaben des Aufsatzes werden mit einem Beispiel der Berechnung eines für ein 12-fach-Nahverkehrs-Telefoniesystem geeigneten Frequenzvervielfachers vervollständigt.

WAŻNE DLA RAD ROBOTNICZYCH I KIEROWNICTWA ZAKŁ. PRZEMYSŁOWYCH

UKAZAŁA SIĘ W SPRZEDAŻY KSIĘGARSKIEJ PRACA
inż. B. MISZUŁOWICZA

MODERNIZACJA ZAKŁADÓW PRZEMYSŁOWYCH

(str. 523, rys. 57, tabl. 38)

KSIĄŻKA przeznaczona jest dla personelu kierowniczego technicznego i ekonomicznego zakładów przemysłowych wszystkich gałęzi przemysłu, ze szczególnym uwzględnieniem zagadnień przemysłu maszynowego oraz dla **RAD ROBOTNICZYCH** wszystkich zakładów przemysłowych.

Książka odpowiada na najbardziej palące pytania naszego przemysłu i życia gospodarczego:

- JAK określić moc, zdolność i rezerwy produkcyjne?
- JAK powinna być zorganizowana produkcja i jak uzyskać jej rytmiczność?
- JAK przeprowadzić w uproszczony sposób analizę ekonomiczną zakładu przemysłowego?
- JAK określić i obliczyć opłacalność inwestycji?
- JAK zaprojektować modernizację zakładu przemysłowego?
- JAK kształtuje się model gospodarczy?

W KSIĄŻCE autor omawia najważniejsze zadania rad robotniczych, organizację zarządzania przemysłem w Jugosławii, przyczyny i źródła naszych niepowodzeń organizacyjnych w latach ubiegłych itp. Książka powstała w wyniku dłuższych badań i wnikliwej analizy wyników pracy naszych zakładów przemysłowych oraz przejawów życia gospodarczego i jest pierwszą pracą tego rodzaju w naszej literaturze technicznej. Książka ta powinna się znaleźć w ręku każdego inżyniera, technika, ekonomisty, członka rady robotniczej itp. oraz we wszystkich bibliotekach zakładów przemysłowych.

Wyjątek z opinii:

„...Temat niezmiernie aktualny, w naszej literaturze właściwie nie poruszony, w literaturze obcej omawiany raczej fragmentarycznie. Zagadnienie mocy produkcyjnej, klasyfikacji rezerw i wytyczne ich ujawniania i wykorzystywania są oryginalnym wkładem Autora. Praca zawiera bardzo wiele cennych uwag odnośnie rytmiki produkcji, jak również pozytywnej krytyki błędów, popełnianych przy ocenie efektów ekonomicznych pracy zakładów...“

mgr inż. JANUSZ TYMOWSKI
Profesor Politechniki Warszawskiej
Prezes Zarz. Gł. Naczelnej Org. Technicznej

Ze względu na ograniczony nakład prosimy o szybkie zaopatrzenie się w książkę tak interesującą, potrzebną i aktualną.

CENA ZŁ 73.-

**KSIĄŻKA WYDANA PRZEZ PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE
JEST DO NABYCIA W KSIĘGARNIACH „DOMU KSIĄŻKI“**

Zamówienia na wysyłkę za zaliczeniem pocztowym można również kierować pod adresem:

**PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE
DZIAŁ UPOWSZECHNIENIA WYDAWNICTW**

Warszawa 10, ul. Mazowiecka 2/4
skrytka pocztowa nr 71

NA ZLECENIE INSTYTUTU DOKUMENTACJI
NAUKOWO-TECHNICZNEJ

PAŃSTWOWE WYDAWNICTWA TECHNICZNE

WYDAŁY

INSTRUKCJĘ
W SPRAWIE PROWADZENIA FACHOWEJ
BIBLIOTEKI ZAKŁADOWEJ

OPRACOWANĄ PRZEZ ANNĘ LECH

Instrukcja ma charakter wzorcowego normatywu, który ułatwi organizację fachowych bibliotek zakładowych i jest ściśle związana z wydanym przez Państwowe Wydawnictwa Techniczne podręcznikiem: E Assbury, J. Czarnecka

„Jak prowadzić bibliotekę fachową w zakładzie pracy“. Jest przeznaczona dla fachowych bibliotek zakładowych, kierownictwa zakładów pracy, komisji bibliotecznych i czytelników.

CENA
BROSZURY
zł 3.40

DO NABYCIA W KSIĘGARNIACH „DOMU KSIĄŻKI“

Przeгляд.

WYDAWNICTWO
NOT

TELEKOMUNIKACYJNY

ORGAN SEKCJI TELEKOMUNIKACYJNEJ
STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH
ROK ZAŁOŻENIA 1928 · MIESIĘCZNIK STR. 36

Adres redakcji – Warszawa, Nowogrodzka 45, pokój 42

PRZEGLĄD TELEKOMUNIKACYJNY

jest czasopismem naukowo-technicznym na poziomie inżynierskim. W treści miesięcznika są poruszane zagadnienia podstawowe o charakterze teoretycznym, zagadnienia problemowe, zagadnienia postępu technicznego, opisy procesów produkcyjnych, projektowanie i budowa nowych urządzeń telekomunikacyjnych, eksploatacja. Konserwacja tych urządzeń. Ponadto są podane wiadomości o najnowszych osiągnięciach techniki telekomunikacyjnej w kraju i za granicą.

W SKŁAD NUMERU WCHODZĄ STAŁE DODATKI:

Przeгляд Dokumentacyjny Telekomunikacji, Biuletyn Przemysłowego Instytutu Telekomunikacji i Biuletyn Instytutu Łączności.

Periodyk wychodzi od 1928 roku i w swej tematyce porusza całokształt zagadnień telekomunikacyjnych, a więc z dziedziny telefonii, telegrafii, radia, sygnalizacji, elektroakustyki, elektroniki technicznej i dziedzin pokrewnych.

Z G Ł A S Z A J C I E P R E N U M E R A T Ę D O P P K „R U C H”