

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA-MIEDZESZYN

BIULETYN

INFORMACYJNY

11 (177)

1978

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIULETYN INFORMACYJNY

ROK 18

WARSZAWA 1978

NR 11/177/

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Biuletynu Informacyjnego

Redaktor Naczelny - prof. mgr inż. Lesław Kędzierski
Z-ca Redaktora Naczelnego - doc. dr inż. Krystyn Plewko

Redaktorzy działów:

doc. mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH REKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

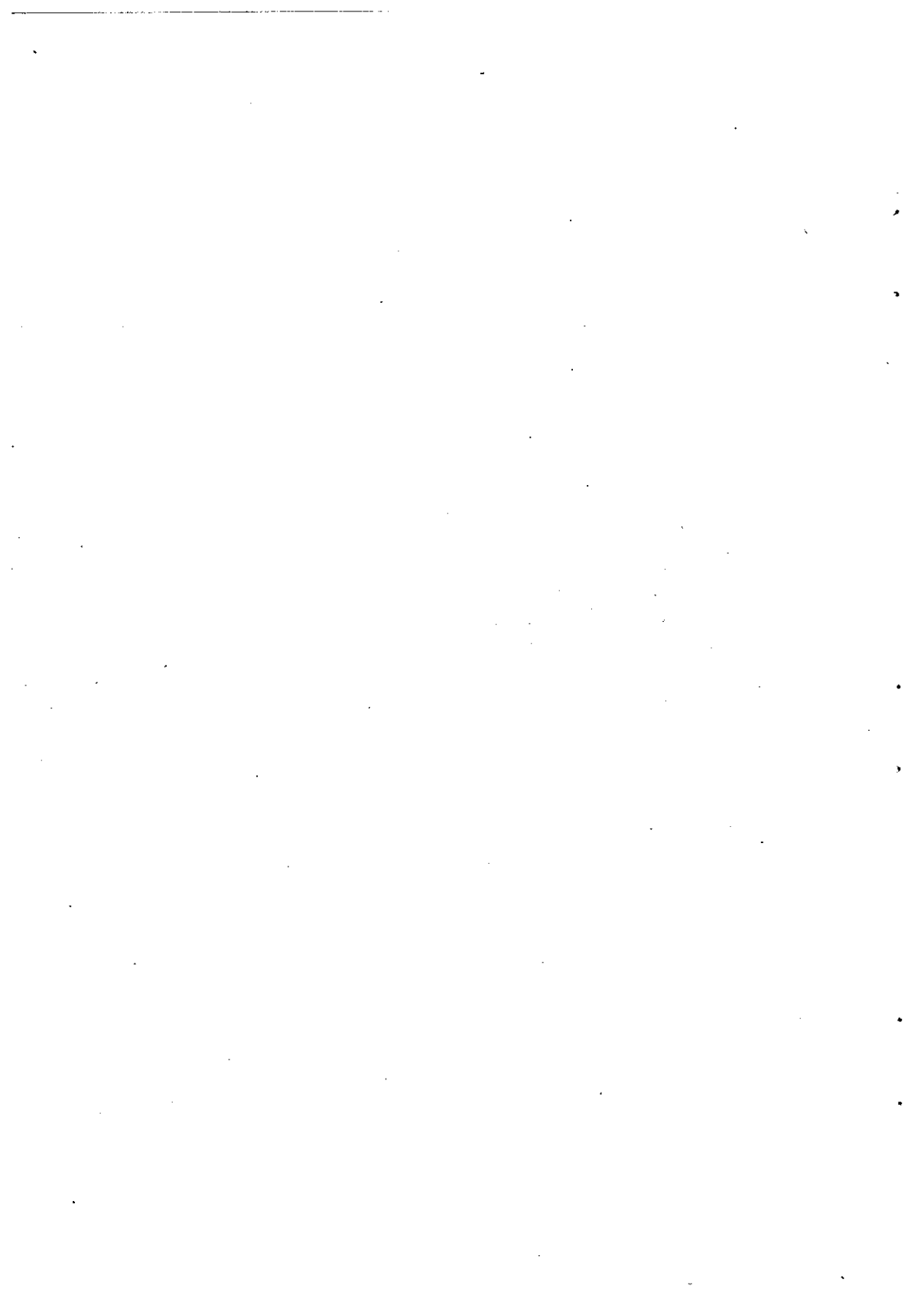
Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 620. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 9.12.1978 r.
Druk ukończono w grudniu 1978 r.

Aleksander Orłowski

UKŁADY DWUWSTĘGOWEJ MODULACJI AMPLITUDOWEJ
W NADAJNIKACH TRANZYSTOROWYCH

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
2. Przegląd znanych układów do wytwarzania drgań z modulacją amplitudową	3
2.1. Modulacja przez zmianę kąta przepływu prądu	5
2.2. Modulacja przez zmianę napięcia zasilania obwodu kolektora	9
2.3. Modulacja we wzmacniaczach rezonansowych z tranzystorami pracującymi jako klucze	18
2.4. Wzmacniacze drgań z modulacją amplitudową	22
3. Nowe rozwiązania układów nadajników z modulacją amplitudową	22
Wykaz literatury	27



UKŁADY DWUWSTĘGOWEJ MODULACJI AMPLITUDOWEJ
W. NADAJNIKACH TRANZYSTOROWYCH

1. WSTĘP

Tendencja do tranzystoryzacji urządzeń radionadawczych znalazła odzwierciedlenie w programach produkcyjnych wielu firm specjalizujących się w tej branży.

Dla potrzeb radiokomunikacji na falach krótkich oferowane typowe rozwiązanie w pełni tranzystorowego nadajnika jest oparte o liniowy, szerokopasmowy wzmacniacz o szczytowej mocy ok. 1 kW uzyskanej w wyniku sumowania mocy wyjściowej, najczęściej czterech, jednakowych wzmacniaczy, z których każdy może być wykorzystywany jako wzmacniacz końcowy niezależnego nadajnika mniejszej mocy.

Dla potrzeb radiodifuzji produkowane są w pełni tranzystorowe nadajniki radiofoniczne UKF wytwarzające falę nośną zmodulowaną częstotliwościowo, przy czym maksymalna moc urządzeń, nie zawierających lamp elektronowych, wynosi obecnie ok. 1 kW oraz przemienniki telewizyjne o maksymalnej mocy poniżej 100 W. Natomiast nadajniki radiofoniczne zbudowane wyłącznie na wzmacniających elementach półprzewodnikowych wytwarzające falę nośną zmodulowaną amplitudowo, w ofertach większości producentów nie są wymienione [1].

Eksploatacja nadajników małej mocy w zakresie fal średnich jest uzasadniona przede wszystkim w miejscowościach leżących na krańcach zasięgu dużych stacji, tam gdzie w promieniu kilkunastu km stale lub okresowo /np. w sezonie turystycznym/ skupia się wiele tysięcy słuchaczy. Istniejące w tym zakresie potrzeby odzwierciedlają ustalenia międzynarodowej konferencji w Genewie, które przewidują w regionie 1 i 3, tj. w Europie, Afryce, Azji i Australii, instalację ok. 2500, z czego dla Polski ok. 90, nadajników o mocy promieniowanej /e.m.r.p./ poniżej 1 kW.

Dla wymienionych nadajników przydzielono trzy tzw. międzynarodowe częstotliwości robocze, odpowiednio: 1485 kHz, 1584 kHz, 1652 kHz.

Z racji oddalenia miejsc lokalizacji tych nadajników od dużych ośrodków miejskich i związanych z tym trudności z zapewnieniem całodobowego nadzoru i okresowej konserwacji zwiększona, w porównaniu z układami lampowymi, niezawodność oraz podatność do automatyzacji

pracy urządzeń tranzystorowych stanowiłyby o ich niezaprzeczalnie większej przydatności. Jednak produkowane obecnie średniofalowe nadajniki małej mocy, to z reguły konstrukcje hybrydowe, wyposażone w co najmniej jedną lampę pracującą jako liniowy wzmacniacz drgań modulowanych.

Istniejący stan techniki w grupie nadajników radiofonicznych pracujących z modulacją amplitudową wynika przede wszystkim z braku tranzystorowego układu modulowanego wzmacniacza wielkiej częstotliwości, który w stopniu zbliżonym do konwencjonalnego lampowego wzmacniacza rezonansowego z modulacją napięcia anodowego, charakteryzowałby się jednocześnie względnie wysoką sprawnością energetyczną i małymi zniekształceniami nieliniowymi sygnału przy dużych głębokościach modulacji oraz niewielką pasożytniczą modulacją fazy przebiegu nośnego.

W pracy zebrano krótkie informacje na temat tranzystorowych układów wytwarzania częstotliwości nośnej z dwuwstęgową modulacją amplitudową /A3/.

Ze względu na narzucone wymagania odnośnie objętości zeszytu opisano zasady pracy tylko tych układów, które znalazły praktyczne zastosowanie w stopniach końcowych nadajników komunikacyjnych i radiofonicznych. Do grupy tej należą: układy modulacji w obwodzie bazy i kolektora tranzystora pracującego w klasie C w końcowym stopniu rezonansowego wzmacniacza mocy i układy modulacji z wykorzystaniem wzmacniaczy rezonansowych pracujących w klasie D. Na zakończenie przedstawiono mało znane niekonwencjonalne sposoby uzyskiwania drgań z modulacją amplitudową, które w perspektywie najbliższych lat mogą stanowić podstawę do opracowania nowych w pełni tranzystorowych nadajników.

Materiał ujęty w pracy jest w znacznej mierze rezultatem własnych eksperymentów i studiów przeprowadzonych w Zakładzie Radiokomunikacji IŁ podczas budowy modelu użytkowego tranzystorowego członu wzbudzającego o mocy szczytowej ok. 100 W do nadajnika o mocy fali nośnej 1-5 kW [2] oraz podejmowanej obecnie próby budowy nadajnika radiofonicznego w pełni tranzystorowego.

2. PRZEGLĄD ZNANYCH UKŁADÓW DO WYTWARZANIA DRGAŃ Z MODULACJĄ AMPLITUDOWĄ

Modulacja amplitudowa /A3/ jest procesem, podczas którego chwilowa amplituda drgań napięcia lub prądu przebiegu nośnego zostaje uzależniona od sygnału modulującego $s/t/$ wg funkcji

$$u/t/ = A [1 + m s/t/] n/t/ = A f/t/ n/t/ \quad /1/$$

gdzie: $u/t/$ - przebieg nośny po modulacji,

$A = \text{const}$ - amplituda przebiegu nośnego niemodulowanego,

$n/t/$ - przebieg nośny, którym z reguły w telekomunikacji jest fala sinusoidalna, czyli $n/t/ = \sin/\Omega t + \psi_0/$

$s/t/$ - sygnał modulujący. Widmo tego sygnału zawarte jest w pasmie ograniczonym pulsacją $\omega_{gr} \ll \Omega$, zaś wartość średnia sygnału, np. dla sygnału mowy, równa jest zeru $s/t/ = 0$,

$m \geq 0$ - współczynnik głębokości modulacji.

Jeżeli w odbiorniku stosowany jest prosty detektor obwiedni, taki jak w odbiornikach radiofonicznych, to dla odtworzenia sygnału $s/t/$ bez zniekształceń nieliniarnych należy dodatkowo założyć, że

$$|m s/t/| \leq 1 \quad /2/$$

Funkcja $|f/t/|$ wymieniona w zależności /1/ formuje dodatnią, zaś funkcja $-|f/t/|$ ujemną obwiednię przebiegu z modulacją amplitudową, co pozwala na definiowanie współczynnika głębokości modulacji m , spełniającego warunek /2/, wg zależności:

$$m = \frac{Y_{\max} - Y_{\min}}{Y_{\max} + Y_{\min}}; \quad 0 \leq m \leq 1 \quad /3/$$

gdzie Y_{\min} - minimalna,

Y_{\max} - maksymalna wartość międzyszczytowa obwiedni.

Dla wytworzenia nośnej zmodulowanej amplitudowo należy, zgodnie z równością /1/, wykonać mnożenie funkcji $f/t/$, będącej liniową funkcją sygnału $s/t/$, przez przebieg nośny.

Klasyfikując znane układy z elementami półprzewodnikowymi, w których można wytwarzać przebiegi z modulacją amplitudową wyróżniamy m.in.:

- układy mnożenia analogowego^{1/},
- układy z kwadratową charakterystyką przejścia^{1/},
- układy modulacji typu "chopper"^{1/},
- wzmacniacze rezonansowe z modulacją kąta przepływu, np. tzw. modulacja napięciem wstępnym w obwodzie bazy,
- wzmacniacze rezonansowe z modulacją napięcia zasilania kolektora wzmacniacza klasy C lub klasy D,
- układy modulacji amplitudowej poprzez modulację fazy sumowanych napięć sinusoidalnych /włączając do tej grupy wzmocnienie metodą Doherty/,
- nowe eksperymentalne układy modulacji amplitudy, np. poprzez modulację szerokości prostokątnych impulsów pobudzających filtr pasmowy.

Przed dokonaniem wyboru jednego spośród znanych wariantów układu, pozwalającego uzyskać drgania z modulacją amplitudową, należy określić wymagania odnośnie niezawodności urządzenia i parametrów technicznych wytworzonego sygnału, jak użytkowej mocy wyjściowej, chwilowej i średniej sprawności energetycznej, zniekształceń nieliniowych i częstotliwościowych obwiedni, możliwości uzyskania bliskich jedności wartości współczynnika głębokości modulacji, czystości widma wielkiej częstotliwości /w związku z możliwością pasożytniczej modulacji fazowej częstotliwości nośnej/. Podstawowe znaczenie mają także łatwość zestrojenia układu, powtarzalność wykonania i stałość parametrów w czasie eksploatacji, zwłaszcza w różnych temperaturach otoczenia.

Zakładając liniowość charakterystyki modulacji amplitudy, w każdym z wymienionych układów przyjmujemy, że funkcja $f(t)$ wyrażająca zależność pomiędzy amplitudą napięcia lub prądu fali nośnej na wyjściu układu a napięciem modulującym, podanym na wejście układu, jest funkcją liniową. Idealną statyczną charakterystykę układu przeznaczonego do wytwarzania dwuwstęgowej modulacji amplitudy /A3/ przedstawia rys. 1^{2/}.

^{1/} Omawianie tych układów w niniejszej pracy ze względu na konieczność ograniczenia objętości, zostało pominięte.

^{2/} Wszystkie rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

2.1. Modulacja przez zmianę kąta przepływu prądu

Uproszczony schemat układu do wytwarzania zmodulowanych amplitudowo drgań przez zmianę kąta przepływu sinusoidalnych impulsów częstotliwości nośnej przedstawia rys. 2. Generator sinusoidalnego napięcia nośnej $U_1/\Omega t$ o stałej amplitudzie A oraz źródło napięcia polaryzującego $-U_p$ połączone są szeregowo z rezystancją obciążenia R poprzez diodę D . W odniesieniu do diody zakładamy, że w kierunku przewodzenia charakteryzuje się niewielką rezystancją, zaś w kierunku zaporowym nieskończenie dużą w porównaniu z rezystancją obciążenia.

Na rysunku 3 przedstawiono przebieg napięcia sterującego oraz charakterystykę i_R/u diody. Prąd diody i_R przepływa przez obciążenie, jeżeli wartość chwilowa napięcia sterującego u przekroczy napięcie progowe U_s . Na skutek tego amplituda impulsu i jednocześnie kąt przepływu prądu diody 2θ , a zatem składowa stała I_0 i amplituda składowej podstawowej prądu w obciążeniu I_1 /o częstotliwości $\frac{\Omega}{2\pi}$ / uzależnione są od napięcia polaryzującego. Korzystając z oznaczeń przyjętych na rys. 3 można określić:

$$\cos \theta = \frac{U_s - U_p}{A} = -x$$

oraz wykorzystując przekształcenie Fouriera [4] obliczyć amplitudę

$$I_1 = \frac{A}{\pi R} \left[\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right] \quad /4a/$$

którą normujemy względem wartości $\frac{A}{R}$ otrzymując wyrażenie:

$$y/x = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \left[x \sqrt{1-x^2} + \arcsin x \right] \quad \text{dla } |x| \leq 1 \quad /4b/$$

Funkcję y/x przedstawiającą względną zmianę amplitudy składowej prądu o częstotliwości nośnej I_1 , przy regulacji napięcia polaryzującego $-U_p$ wykreślono na rys. 4. /por. z charakterystyką idealną - rys. 1/.

Jeżeli napięcie $-U_p$ jest napięciem modulującym lub sumą napięcia stałego polaryzacji wstępnej złącza i napięcia modulującego, to krzywa y/x jest statyczną charakterystyką modulacji amplitudowej uzyskiwanej przez zmianę kąta przepływu sinusoidalnego prądu przez diodę.

Można przyjąć w warunkach braku sygnału modulującego $x = 0 = x_0$, czyli $2\theta = \pi$, wówczas dla $x_{\min} = -1$ obwiednia zmodulowanej fali

nośnej przyjmuje minimalną wartość, a przy $x_{\max} = 1$ maksymalną wartość międzyszczytową.

Wyrażenie /4b/ można przedstawić w postaci bardziej dogodnej do analizy jakościowej, czego dokonujemy zastępując funkcje: $\sqrt{1-x^2}$, $\arcsin x$ odpowiednimi nieskończonymi szeregami potęgowymi [4. str. 402, 404]. Po elementarnych przekształceniach mamy:

$$y/x \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \left[2x - \frac{x^3}{3} - \frac{x^5}{20} - \frac{x^7}{56} - \dots \right] \quad \text{dla } x \leq 1 \quad /4c/$$

Funkcja y/x dla wartości $|x|$ bliskich zera jest funkcją liniową, a zatem przy niewielkich głębokościach modulacji zależność amplitudy prądu fali nośnej płynącego przez obciążenie od napięcia modulującego jest liniowa. Przy wzroście głębokości modulacji /parametru x / nachylenie krzywej y/x maleje, co uzasadnione jest wpływem składników z potęgami wyższych rzędów w wyrażeniu /4c/. Dla obliczeń technicznych można uwzględnić jedynie pierwszy składnik nieliniowy i przyjąć $y/x \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \left[2x - \frac{x^3}{3} \right]$.

Stosując analogiczny tok postępowania otrzymujemy wyrażenia uzależniające składową stałą prądu diody I_0 od kąta przepływu impulsów:

$$I_0 = \frac{A}{\pi R} \left[\sin |\theta| - \theta \cos |\theta| \right] \quad /5a/$$

normując, względem wartości $\frac{A}{R}$ i podstawiając jak poprzednio, mamy:

$$z/x = \frac{1}{\pi} \left\{ \sqrt{1-x^2} + x \left[\frac{\pi}{2} + \arcsin x \right] \right\} \quad \text{dla } |x| \leq 1 \quad /5b/$$

Funkcję z/x opisaną wzorem /5/ wykreślono na rys. 5.

Wyrażenie przybliżone ma postać $z/x \approx \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} x + \frac{1}{\pi} x^2$.

W układach rezonansowych wzmacniaczy tranzystorowych modulację wg przedstawionej metody stosuje się wykorzystując jako diodę złącze emiter-baza tranzystora bipolarnego. Impulsowy prąd diody /bazy/ jest następnie wielokrotnie wzmacniany w obwodzie kolektorowym. Obciążenie wzmacniacza stanowi równoległy obwód rezonansowy, dostrojony do częstotliwości fali nośnej, dzięki czemu na wyjściu wzmacniacza /kolektorze tranzystora/ można pominąć wszystkie składowe harmoniczne wielkiej częstotliwości z wyjątkiem pierwszej, na którą strojony jest obwód rezonansowy.

Rezystancja dynamiczna obwodu powinna być dobrana tak, by przy

maksymalnej amplitudzie prądu wielkiej częstotliwości, tzn. dla $x = x_{\max}$ amplituda napięcia na obwodzie spełniała równość $U_1 \leq U_{CO} - U_{ns}$, gdzie U_{CO} - napięcie zasilania, U_{ns} - napięcie nasycenia tranzystora. Inaczej mówiąc, poza szczytowym punktem obwiedni, tranzystor powinien pracować w stanie niedowzbudzonym.

Rzeczywisty przebieg zmian składowej podstawowej prądu kolektora od napięcia w obwodzie bazy różni się od przedstawionego wyżej na podstawie uproszczonego modelu diody, ponieważ [5, 6, 7]:

- Zależność prądu bazy i_B od napięcia baza-emiter U_{BE} , zwłaszcza w zakresie bliskim napięcia odcięcia, odpowiada bardziej krzywej wykładniczej $i_B \sim \exp \left| \frac{U_{BE}}{U_{kT}} \right|$, gdzie U_{kT} , tzw. potencjał elektromotoryczny $/U_{kT}$ jest funkcją temperatury złącza/, niż wyżej przyjętej zależności liniowej.
- Impedancja wejściowa tranzystora, zarówno składowa rzeczywista jak urojona, zmienia się zależnie od kąta przepływu, wskutek czego zarówno sterujący wzmacniacz częstotliwości nośnej jak i wzmacniacz napięcia modulującego pracują na zmienną /nieliniową/ impedancję. Zjawisko to może powodować zniekształcenia nieliniarne napięcia modulującego i utrudnia optymalne dopasowanie między stopniami wzmacniacza wielkiej częstotliwości, zwłaszcza że składowe impedancji wejściowej $z_{we} = r + jx$ tranzystorów nadawczych wynoszą zaledwie kilkanaście Ω dla tranzystorów średniej mocy /prąd dopuszczalny ok. 1 A/ lub kilka Ω dla tranzystorów dużej mocy /prąd dopuszczalny powyżej 10 A/.
- Dopuszczalne napięcie złącza EB w kierunku zaporowym nie przekracza zwykle 5 V, co nakłada dodatkowe ograniczenia na obydwa źródła włączane do obwodu bazy.
- Współczynnik wzmocnienia tranzystora $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ jest zależny zarówno od prądu kolektora, jak i od napięcia pomiędzy kolektorem i emiterem.

Wymienione wyżej zjawiska występujące podczas modulacji kąta przepływu prądu w obwodzie bazy rzeczywistych tranzystorów powodują, że charakterystyka modulacji jest w większym stopniu nieliniowa, niż to wynika z krzywej na rys. 4. Oprócz wyraźnego zmniejszenia nachylenia krzywej dla krańcowych punktów charakterystyki $|x| \rightarrow 1$, co wyjaśniono uprzednio, posługując się uproszczonym modelem diody, a które potęgowane jest dodatkowo przez spadek wzmocnienia tranzystora dla dużych prądów /szczytu modulacji/, obserwuje się nieliniowość w pobliżu punk-

tu spoczynkowego związaną z rzeczywistą charakterystyką i /U/ złącza emiter-baza.

Zakładając spoczynkowy punkt pracy przy $x = x_0 = 0$, co odpowiada kątowni przepływu $\theta = \frac{\pi}{2}$, oraz przyjmując że $U_{ns} \ll U_{co}$, można oszacować sprawność energetyczną przedstawionego układu modulacji w zależności od napięcia modulującego. Amplituda napięcia $U_{1max} = R I_{1max} \approx U_{co}$, moc użyteczna $P_1 = \frac{I_1^2 R}{2}$, moc pobierana z zasilacza $P_{co} = I_0 U_{co}$, a zatem $\eta = \frac{I_1^2 R}{2 I_0 U_{co}}$, co po podstawieniu zależności /4/ i

/5/ daje rezultat

$$\eta / x / = \frac{y^2 / x /}{2 z / x /} \quad /6/$$

Krzywą $\eta / x / \Big|_{x_0=0}$ przy założeniu, że punktem spoczynkowym - warunki pracy dla fali nośnej - jest punkt $x_0 = 0$ /klasa B/ wykreślono na rys. 6 /krzywa a/.

Ze względu na małą sprawność w warunkach szczytu modulacji można przyjąć punkt spoczynkowy w zakresie ujemnych wartości parametru $x / \theta_0 < \frac{\pi}{2}$ klasa C/.

Na przykład jeżeli $x_0 = -0,3 / \theta_0 \approx 72^\circ$, to ze względu na to, że całkowite odcięcie prądu występuje jak poprzednio dla $x_{min} = -1$, przy symetrycznej względem punktu spoczynkowego modulacji, punkt szczytowy charakterystyki roboczej tranzystora powinien się znaleźć na granicy stanu przedwzbudzanego przy $x_{max} = 0,4$. Sprawność energetyczna przy ustaleniu spoczynkowego punktu pracy dla $x_0 \neq 0$ wynosi

$$\eta / x / \Big|_{x_0 \neq 0} = \frac{\eta / x / \Big|_{x_0=0}}{y / x_{max} /}$$

W naszym przykładzie $y / x_{max} / = 0,75$.

Krzywą zmian sprawności $\eta / x / \Big|_{x_0 = -0,3}$ dla całego przedziału zmian napięcia modulującego $[-1 \leq x_0 \leq 0,4]$ przedstawia rys. 6, krzywa b.

Punkt spoczynkowy x_0 charakterystyki modulacji wybierany jest zwykle w klasie C, tzn. z zaporowym napięciem polaryzującym, nie tylko ze względu na wyżej wspomniane korzyści energetyczne, lecz także w celu zwiększenia stabilności temperaturowej warunków pracy tranzystora.

Przeprowadzając porównania pomiędzy dwoma układami modulacji amplitudowej stosowanymi w stopniu końcowym wzmacniacza rezonansowego

wielkiej częstotliwości przyjmuje się, że wypadkową sprawność wzmacniacza mocy nadajnika z modulacją w obwodzie bazy determinuje wyłącznie sprawność tego stopnia, zaś w przypadku modulacji kolektorowej /która zostanie przedstawiona w p. 2.2/ sprawność wypadkowa określana jest zarówno przez sprawność wzmacniacza modulującego, jak i wzmacniacza rezonansowego. Następnie można określić, znając sprawność η_{Ω} wzmacniacza wielkiej częstotliwości, stosunek sprawności układu z modulacją w obwodzie bazy η_B do sprawności wypadkowej układu z modulacją w obwodzie kolektora $\eta_{\Sigma k}$ jako [7].

$$\frac{\eta_B}{\eta_{\Sigma k}} = m^2 + \frac{\eta_{\Omega} / (2+m^2)}{2\eta_{\Omega} / (1+m)}$$

Zarówno analiza powyższej zależności jak i wyniki badania eksperymentalnego układu potwierdzają, że tak zwiększenie jak i zmniejszenie sprawności wypadkowej zależnie od układu modulacji są zwykle niewielkie, np. $\left. \frac{\eta_B}{\eta_{\Sigma k}} \right|_{m=1} = 1,08$ oraz $\left. \frac{\eta_B}{\eta_{\Sigma k}} \right|_{m=0,3} = 0,84$ w związku z czym

podstawowymi kryteriami określającymi większą przydatność jednego z tych układów są raczej: dopuszczalny współczynnik zniekształceń nieliniarnych obwiedni przy dużych głębokościach modulacji i prostota układu, co prowadzi do wniosku, że modulację w obwodzie bazy należy stosować w małych przenośnych radiostacjach, gdzie dopuszcza się zniekształcenia i jednocześnie wymaga się możliwie najprostszyc, zawierających mało elementów układów. Natomiast modulacji w obwodzie bazy nie zaleca się w nadajnikach przeznaczonych do emisji radiofonicznej.

2.2. Modulacja przez zmianę napięcia zasilania obwodu kolektora

Modulację amplitudy przez zmianę napięcia zasilania obwodu kolektora można zrealizować wykorzystując rezonansowy wzmacniacz wielkiej częstotliwości pracujący w klasie B lub C. Amplituda składowej prądu kolektora o częstotliwości nośnej I_1 oraz rezystancja dynamiczna R_d równoległego obwodu rezonansowego lub innego pasmowego obwodu mającego dla częstotliwości nośnej wielokrotnie większą niż dla jej harmonicznych impedancję powinny być tak dobrane, by amplituda napięcia na obwodzie wynosiła $U_1 = R_d I_1 \geq U_{co} - U_{ns}$,

gdzie: U_{co} oznacza napięcie zasilania wzmacniacza,

U_{ns} napięcie nasycenia tranzystora.

Zasadę uzyskiwania modulacji amplitudy można więc przedstawić tak, jak na schemacie z rys. 7a. Generator prądowy $i_1 / \Omega t / \sim A \sin \Omega t /$ dołączony jest do równoległego obwodu rezonansowego o dużej dobroci $Q > 10$. Przy dostrojeniu obwodu do częstotliwości wzbudzenia na wyjściu powstaje sinusoidalne napięcie, którego każda dodatnia amplituda ograniczana jest poprzez diodę na poziomie chwilowej wartości napięcia generatora funkcji $g/t/$. Odnośnie funkcji $g/t/$ zakładamy przy tym, że jest wolnozmienna w porównaniu z częstotliwością nośną $\frac{\Omega}{2\pi}$.

Należy w tym miejscu podkreślić, że podobnie jak w analogicznym układzie lampowym /podczas tzw. modulacji anodowej/ dla każdej wartości napięcia modulującego tranzystor musi pracować w stanie krytycznym lub przewzbudzonym, ponieważ położenie szczytowego punktu charakterystyki roboczej w obszarze nasycenia gwarantuje uzależnienie amplitudy napięcia na obwodzie rezonansowym od napięcia zasilania /efekt ograniczania na rys. 7a/. Jednak w układzie wzmacniacza rezonansowego z tranzystorem, w przeciwieństwie do lampowego, impulsy prądu kolektora w stanie przewzbudzonym są silnie odkształcone, co praktycznie [6, 8] ze względu na uzależnienie kształtu tych impulsów od układu sterowania, konfiguracji obwodu wyjściowego itd., wyklucza celowość uogólnionej analizy harmonicznej /np. za pomocą współczynników szeregu Fouriera/ w odniesieniu do układu z tranzystorem. We wczesnych publikacjach dotyczących urządzeń radionadawczych [5] i inne można znaleźć tego rodzaju obliczenia wykonywane przez analogię z obliczeniami konwencjonalnego układu modulacji anodowej, należy jednak stwierdzić, że dają one, mimo znacznej pracochłonności, rezultaty daleko odbiegające od wyników doświadczeń.

Praca tranzystora w nasyceniu, obok zamierzonego efektu oddziaływania na amplitudę napięcia wyjściowego, ma także niepożądane następstwa w postaci silnego obciążenia obwodu bazy, a zatem nadmierne obciążenia wzmacniacza wzbudzającego stopień końcowy.

Zawężając opis układu do rozważań jakościowych, tranzystorowy wzmacniacz rezonansowy podczas modulacji kolektorowej widoczny na rys. 7b, można przedstawić na schemacie zastępczym rys. 7c [3], gdzie tranzystor zastąpiono dla pracy w obszarze aktywnym $U_c > U_{ns} /$ generatorem prądu $i_1 / \Omega t /$, zaś dla pracy w nasyceniu źródłem o napięciu U_{ns} , włączonym równolegle do generatora prądu poprzez idealną diodę D. Prąd diody ze źródła U_{ns} przepływa w momentach, gdy chwilowa wartość napięcia wielkiej częstotliwości na obwodzie znajduje się poniżej napięcia nasycenia U_{ns} tranzystora.

Przy pewnym doborze parametrów układu na rys. 7b można otrzymać zblżoną do liniowej /por. rys. 1/ współzależność pomiędzy napięciem zasilania obwodu kolektora $U_{CE} = U_{co} + U_m s/t/$ a amplitudą napięcia częstotliwości nośnej na obwodzie U_1 . Jednakże liczne doświadczenia wykazują, że rzeczywista zależność $U_1/U_{CE}/$, przy ustaleniu jako wielkości stałych, mocy sterowania wzmacniacza i rezystancji dynamicznej obwodu, nie jest funkcją liniową. Można ją ująć wzorem [6, 8]

$$U_1/U_{CE}/ = /C \cdot P_{we} \cdot R_d \cdot U_{CE}/^\alpha \quad /7/$$

gdzie:

- C - stała,
- P_{we} - moc sterowania,
- R_d - rezystancja dynamiczna obwodu,
- $\alpha < 1$ - empiryczny współczynnik zależny od szeregu parametrów układu wzmacniacza.

Funkcję $\frac{U_1}{U_{1max}}$ wg wyrażenia /7/ naszkicowano na rys. 8. Charakterystyczną właściwością tej funkcji jest, że $U_1 \neq 0$ dla $U_{CE} = 0$, co ma miejsce wskutek przenikania mocy z obwodu bazy na wyjście; oznacza to ograniczenie maksymalnej wartości współczynnika głębokości modulacji do $m < 1$.

Linearyzację charakterystyki modulacji stopnia końcowego /7/ można osiągnąć, jeżeli prócz zmiany napięcia U_{CE} stopnia końcowego, współbieżnie /z tą samą fazą/ regulowane jest napięcie zasilania stopnia poprzedzającego rys. 9.

Zgodnie z /7/ moc wyjściowa pierwszego stopnia jest proporcjonalna do $/C_1 P_{we1} R_{d1} U_{CE}/^{2\alpha_1} = P_{we2}$. Wtedy amplituda napięcia wyjściowego U_1 drugiego /końcowego stopnia/ jest proporcjonalna do

$$/2 P_{we2} R_{d2} U_{CE}/^{\alpha_2} = [C_1^{P_{we1} R_{d1} R_{d2}} \cdot U_{CE}^{/2\alpha_1+1/}]^{\alpha_2} \quad /8a/$$

czyli

$$U_1 \sim \left[U_{CE}^{/2\alpha_1+1/} \right]^{\alpha_2} \quad /8b/$$

Jeżeli w układzie z rys. 9 odpowiednio przyjąć wartości współczynników $\alpha_1 \approx \alpha_2 \approx 0,5$ [8], to poprzez jednoczesną modulację obu stopni z zależności /8/ otrzymamy $U_1 \sim U_{CE}$, czyli możliwość linearyzacji charakterystyki modulacji stopnia końcowego.

Redukcja wzbudzenia dla niskich napięć zasilania kolektora powoduje poprzez zmniejszenie liczby nadmiarowych nośników korzystne zmniejszenie sprzężenia pomiędzy obwodami wejściowym i wyjściowym poprzez pojemność bazy tranzystora.

W zakresie szczytu charakterystyki statycznej, ze względu na wzrost napięcia U_{ns} na tranzystorze i jednocześnie spadek wzmocnienia, nachylenie statycznej charakterystyki modulacji U_1 / U_{CE} w układzie jak na rys. 9 maleje. Toteż w rzeczywistych nadajnikach przy modulacji kolektorowej należy modulować wraz ze stopniem końcowym kilka poprzedzających stopni wzmacniaczy wielkiej częstotliwości rys. 10, przy czym wstępna modulacja dalszych stopni może być niesymetryczna [8], umożliwiającą tylko wzrost mocy wzbudzenia dlaysterowania tranzystorów w szczytach modulacji.

Zmiana amplitudy wzbudzenia bazy zależnie od napięcia zasilającego U_{CE} włączonego w obwodzie kolektora uzasadnione jest także z uwagi na zmniejszenie średniej mocy doprowadzonej, a więc i traconej, w poprzedzającym stopniu wzmacniacza. W określonych warunkach [9], przy małym wzmocnieniu mocy w stopniu końcowym, modulacja zasilana stopnia poprzedzającego staje się wprost konieczna, gdyż bez niej moc strat tranzystora stopnia poprzedzającego limituje wykorzystanie tranzystorów stopnia końcowego. Natomiast po wprowadzeniu tej modulacji moc konieczna do nasycenia tranzystora we wzmacniaczu wyjściowym dla szczytu modulacji generowana jest chwilowo. W związku z tym moc strat w punkcie spoczynkowym - w warunkach fali nośnej, jak i średnia podczas modulacji jest znacznie mniejsza.

Przedstawione wyżej zjawiska, obserwowane podczas zmiany napięcia zasilania wzmacniacza, wynikają bezpośrednio z fizycznych cech bipolarnego tranzystora we wzmacniaczu nawet na stosunkowo małych częstotliwościach. Dla zakresu fal krótkich i dla UKF, zjawiska występujące podczas modulacji amplitudowej wzmacniacza rezonansowego z tranzystorami stają się o wiele bardziej złożone [6, 8, 10].

Wraz ze zmianą napięcia U_{CE} zmienia się pojemność złącza kolektor-baza, przy czym w zakresie napięć bliskich 0 V jest ona kilkakrotnie większa niż przy napięciu U_{CEmax} podczas modulacji. Dla niektórych tranzystorów dużej mocy pojemność ta ma wartość kilkuset pF /rys. 11/. Ponieważ pojemność wyjściowa tranzystora C_c stanowi jeden z elementów reaktancyjnych filtra pasmowego dopasowującego impedancję obciążenia tranzystora do standardowej impedancji falowej kabla łączącego wzmacniacz z obwodem anteny, to skutek zmian U_{CE}

podczas modulacji następuje przestrojenie filtra oraz zmiana współczynnika transformacji rezystancji obwodu anteny na impedancję obciążenia kolektora tranzystora. Zatem zmiana pojemności C_c pociąga za sobą na skutek zmiany warunków dopasowania wzmacniacza zależność wartości mocy oddawanej od napięcia U_{CE} inną od tej, którą można by uzyskać przy stałej impedancji obciążenia. Dostrojenie i dopasowanie modulowanego wzmacniacza należy więc przeprowadzać obserwując cały przebieg charakterystyki modulacji, albowiem na skutek optymalizacji przeprowadzonej tylko w jednym punkcie, np. w warunkach fali nośnej lub szczytu modulacji, powstają dodatkowo nieliniowe zniekształcenia charakterystyki modulacji wyrażonej zależnością U_1 / U_{CE} rys. 12.

Podczas statycznego pomiaru tej charakterystyki "punkt po punkcie" wraz ze zmianą napięcia zasilania zmienia się jednak moc tracona w tranzystorze, zmienia się temperatura złącz, a wskutek znanych zależności parametrów tranzystora od temperatury zmieniają się również właściwości wzmacniacza. Statyczne pomiary parametrów modulowanego tranzystorowego wzmacniacza mocy są, oprócz wspomnianego, obciążone błędem związanym z dokładnością pomiaru mocy wielkiej częstotliwości. Na przykład zakładając liniowość modulacji w zakresie wartości współczynnika $m \leq 90\%$, należy podczas pomiarów statycznych mierzyć moc zmieniającą się w stosunku do mocy fali nośnej P_n w granicach $0,01 P_n \div 3,61 P_n$.

W przypadku modulacji napięcia zasilania wzmacniacza tranzystorowego, wszystkie regulacje i dostrojenie, mające na celu linearyzację charakterystyki modulacji i optymalizację parametrów energetycznych /mocy wyjściowej, sprawności/, należy przeprowadzać w warunkach dynamicznych, możliwie najbardziej zbliżonych do przewidywanych warunków pracy nadajnika.

Wstępną obserwację liniowości charakterystyki modulacji, zniekształceń nieliniowych obwiedni, maksymalnej głębokości modulacji, zniekształceń fazowych obwiedni można przeprowadzić metodą oscyloskopową, tzw. metodą trapezu.

Podstawowymi metodami pomiaru zniekształceń sygnału modulującego amplitudę napięcia wielkiej częstotliwości są pomiary po liniowej detekcji obwiedni, przy czym pomiaru zniekształceń nieliniarnych sygnału, podczas modulacji pojedynczym tonem, można dokonać za pomocą miernika zawartości harmonicznych lub analizatora fali, zaś pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych wykonywanego podczas modula-

cji dwoma tonami tylko za pomocą analizatora fali /woltomierza selektywnego/ [11].

Detektor amplitudy zastosowany do wymienionych pomiarów powinien odznaczać się małymi własnymi zniekształceniami nieliniarnymi. Warunku tego nie spełniają proste detektory stosowane w odbiornikach radiofonicznych, zwłaszcza przy dużych głębokościach modulacji i wysokich częstotliwościach modulujących.

Jako liniowy detektor pomiarowy może być zastosowany układ przedstawiony na rys. 13 [12]. W układzie zastosowano szerokopasmowy transformator wejściowy dla napięcia wielkiej częstotliwości, do którego uzwojeń wtórnych dołączony jest układ detekcji dwupołówkowej. Punkt wspólny diod detekcyjnych D_1 , D_2 połączony jest z dwójnikiem R, C pełniącym rolę filtra dolnoprzepustowego, którego drugi punkt połączono ze środkowym punktem uzwojenia wtórnego, na który może być podane napięcie polaryzacji wstępnej wzmacniacza W. Wspólny punkt diod detekcyjnych i dwójnika filtrującego połączono galwanicznie z wejściem wzmacniacza małej częstotliwości W, który ma dużą rezystancję wejściową i małą wyjściową; w najprostszym rozwiązaniu jest to wtórnik emiterowy. Dwupołówkowa detekcja ułatwia filtrację przebiegu nośnego /podwojenie częstotliwości/ za pomocą filtra RC o zmniejszonej stałej czasu.

Mała stała czasu dwójnika RC powoduje z kolei, że napięcie wyjściowe nadąża za zmianami obwiedni przy dużych głębokościach modulacji i wysokich częstotliwościach sygnałów modulujących. Galwaniczne połączenie ze wzmacniaczem separującym eliminuje jako przyczynę zniekształceń nieliniarnych detektora różnicę charakterystyk obciążenia dla składowej stałej i składowej zmiennej /sygnału/. Dla wyeliminowania zniekształceń wynikających z krzywizny charakterystyk diod detekcyjnych amplituda napięcia wielkiej częstotliwości podawanego na układ powinna wynosić ponad 10 V.

Podczas pomiarów sygnałów po detekcji z wykorzystaniem miernika zawartości harmonicznych /miernika szerokopasmowego/ należy kontrolować zwłaszcza przy stosunkowo niskich częstotliwościach fali nośnej, np. w zakresie fal średnich, czy odczytany poziom napięć zakłócających nie wynika ze zbyt małego wytłumienia napięcia o częstotliwości nośnej i w razie potrzeby uzupełnić układ pomiarowy odpowiednim filtrem dolnoprzepustowym lub wykonywać pomiary zniekształceń, wykorzystując analizator fali /woltomierz selektywny/. Polska norma branżowa [11] wymaga, by pomiar wykonać w pasmie 40 Hz - 30 kHz bez filtra psfometrycznego. Jeżeli częstotliwość modulująca jest dostatecznie duża, to zniekształcenia modulacji

można analizować także za pomocą woltomierza selektywnego wielkiej częstotliwości o odpowiednio wąskim pasmie przenoszenia.

Zniekształcenia harmoniczne obwiedni przy modulacji pojedynczym tonem sinusoidalnym o częstotliwości f_m są prążkami leżącymi symetrycznie poniżej i powyżej częstotliwości nośnej w odległościach będących wielokrotnościami częstotliwości modulującej $\pm n f_m$ dla $n \geq 2$. Amplitudy odpowiadających sobie prążków harmonicznych /dla $\pm n/$ są sobie równe.

Prócz wspomnianej współzależności pomiędzy zmianami parametrów obwodu dopasowującego obciążenie a kształtem charakterystyki amplitudowej U_1 / U_{CE} zmiana pojemności kolektor-baza podczas modulacji amplitudowej powoduje także niepożądaną modulację fazową napięcia wyjściowego. Zatem przebieg nośny $n/t/$ w układzie modulowanego tranzystorowego wzmacniacza rezonansowego należy przedstawić w postaci:

$$n/t/ = \sin \left[\Omega t + \Delta \varphi / U_{CE} \right] \quad /9/$$

Wielkość zmian fazy napięcia wyjściowego $\Delta \varphi / U_{CE}$ można zmierzyć za pomocą woltomierza wektorowego przy statycznej zmianie napięcia kolektora. Przykładową [10] krzywą $\Delta \varphi / U_{CE}$ wykreślono na rys. 14. Z uwagi na to, że zmiana kąta fazowego $\Delta \varphi / U_{CE}$ jest funkcją nieliniową o wartościach niesymetrycznych względem $\Delta \varphi = 0$, przyjmowanego przy braku napięcia modulującego, dla dalszej analizy można funkcję podstawić stosując aproksymację charakterystyki za pomocą wielomianu:

$$\Delta \varphi = a_0 + \frac{a_1 \Delta U}{1} + \frac{a_2 \Delta U^2}{2} + \dots \quad /10/$$

Zakładając, że napięcie modulujące jest falą sinusoidalną $\Delta U = U_m \sin \Omega t$ otrzymujemy po podstawieniu /10/ do zależności /9/ i przekształceniach [8] przebieg nośny z modulacją fazową o postaci:

$$n/t/ \approx J_0 / a_1 / J_0 \frac{a_2}{2} \left[\sin / \Omega t + \varphi_0 / \right] + \text{tj. niemodulowana fala nośna}$$

$$+ J_0 \frac{a_2}{2} / J_1 / a_1 \left[\sin / \Omega t + \varphi_0 + \omega t / - \sin / \Omega t + \varphi_0 - \omega t / \right] + \text{pierwsza para prążków}$$

$$\begin{aligned}
 &+ J_0 \frac{a_2}{2} / J_2 / a_1 / \left[\sin \Omega t + \varphi_0 + 2\omega t / + \sin \Omega t + \varphi_0 - 2\omega t / \right] + \text{druga para} \\
 &- J_0 / a_1 / J_1 \frac{a_2}{2} / \left[\cos \Omega t + \varphi_0 + 2\omega t / + \cos \Omega t + \varphi_0 - 2\omega t / \right] + \text{prążków} \\
 &+ J_0 \frac{a_2}{2} / J_3 / a_1 / \left[\sin \Omega t + \varphi_0 + 3\omega t / - \sin \Omega t + \varphi_0 - 3\omega t / \right] + \text{trzecia para} \\
 &- J_0 / a_1 / J_2 \frac{a_2}{2} / \left[\sin \Omega t + \varphi_0 + 4\omega t / + \sin \Omega t + \varphi_0 - 4\omega t / \right] + \dots \text{czwarta para} \\
 &\text{prążków}
 \end{aligned}$$

gdzie: $\varphi_0 = a_0 + \frac{a_2}{2}$ zaś funkcje $J_0/a, J_1/a, \dots$ są funkcjami Bessela.

Wyrażenie /11/ pokazuje, że w wyniku pasożytniczej modulacji fazowej powodowanej zmianą napięcia zasilania widmo napięcia wielkiej częstotliwości zawiera szereg składowych harmonicznych zgrupowanych symetrycznie wokół częstotliwości nośnej, amplitudy których zależne są od kształtu charakterystyki fazowej $\Delta\varphi/U_{CE}/$.

Wskutek występowania pasożytniczej modulacji fazowej wraz z modulacją amplitudową można zaobserwować różnicę pomiędzy poziomami odpowiadających sobie składowych wielkiej częstotliwości leżących poniżej i powyżej częstotliwości nośnej, ponieważ składowe widma wynikające z obu rodzajów modulacji sumują się wektorowo przy czym nieparzyste składowe modulacji fazowej /wyrażenie /11/ mają różne znaki. I tak wielkość napięcia składowej dolnej wstęgi modulacji o częstotliwości $\frac{\Omega-\omega}{2\pi}$ jest różna od wielkości napięcia składowej górnej wstęgi o częstotliwości $\frac{\Omega+\omega}{2\pi}$, podobnie w przypadku składowych odległych od częstotliwości nośnej na $\pm \frac{3\omega}{2\pi}$ i $\pm \frac{5\omega}{2\pi}$ itd. Występowanie modulacji fazowej można stwierdzić także porównując, odniesione do składowych podstawowych, poziomy składowych harmonicznych przed detekcją i po liniowej detekcji obwiedni. Modulacja fazy ma miejsce, jeżeli wielkość napięć podczas pomiaru widma harmonicznych, zwłaszcza drugiej, wielkiej częstotliwości w porównaniu ze składową pożyteczną jest większa niż przy pomiarze widma małej częstotliwości.

Prócz opisanego efektu uzależnienia fazy napięcia nośnej od napięcia zasilania, pasożytniczą modulację fazy obserwuje się także, jeżeli przy ustalonej wartości napięcia zasilania parametrem zmiennym jest moc wzbudzenia. Kierunki zmiany kąta fazowego napięcia wyjściowego powodowane przez oba czynniki są przeciwstawne por. rys. 14 i rys. 15, co pozwala na ich wzajemną kompensację w stosunkowo szerokim zakresie zmian napięcia zasilania [8, 10]. Istota sposobu kompensacji pasożytniczej modulacji fazy polega na uzależnieniu mo-

cy sterowania co najmniej jednego ze stopni wzmacniacza wielkiej częstotliwości od napięcia modulującego, czego dokonuje się włączając w układzie regulowany napięciem modulującym tłumik, który zawiera jako zmienną rezystancję diodę typu PIN.

Wspomniano już, że podczas strojenia modulowanych wzmacniaczy wielkiej częstotliwości obserwuje się, wynikającą z zależności parametrów tranzystora od temperatury złącz, różnicę pomiędzy kształtem statycznej i dynamicznej charakterystyki modulacji. Dokładna analiza pozwala na stwierdzenie, że zmiana chwilowej temperatury złącza może powodować również różnicę pomiędzy dynamicznymi charakterystykami modulacji, zależną od częstotliwości napięcia modulującego [8].

Kryształ krzemu, na którym wykonano tranzystor, ma pewną pojemność cieplną C_c . Pomiedzy kryształem a obudową występuje rezystancja termiczna R_c .

Ciepły schemat zastępczy tranzystora umieszczonego na radiatorze o dużej masie podczas modulacji amplitudowej przedstawia rys. 16. Zależna od amplitudy sygnału modulującego moc strat $P_{st}/t/$ wydzielona w złączach tranzystora powoduje zmianę temperatury kryształu $\Delta T_c/t/$ w stosunku do radiatora zgodnie z zależnością:

$$\Delta T_c/t/ = P_{st}/t/ \frac{R_c - jR_c \omega C_c}{1 + R_c^2 \omega^2 C_c^2} \quad /12/$$

Podczas modulacji napięciem sinusoidalnym, zakładając stałą wartość sprawności, otrzymujemy w stosunku do mocy strat w warunkach fali nośnej

$$\frac{P_{st}/t/}{P_{st}/o/} = [1 + m \sin(\omega t)]^2 \quad /13/$$

Zależność tę dla dwóch wartości parametru $m_1 = 0,5$ i $m_2 = 0,85$ wykreślono na rys. 17. Przyjmując $m_2 = 0,85$ oraz przykładowe wartości parametrów $R_c = 1,4 \text{ grad/W}$; $C_c = 15 \cdot 10^{-6} \text{ W.s/grad}$ można przedstawić zależność chwilowej temperatury złącza $\Delta T_c [P_{st}/t/]$ od mocy strat dla napięć modulujących o różnej częstotliwości tak jak na rys. 18 [8].

Wahania temperatury złącza, powodowane modulacją amplitudową napięcia zasilania, wywołują zmianę parametrów tranzystora, która przy wysokich częstotliwościach modulujących /por. krzywą dla 10 kHz na rys.18/ jest opóźniona w stosunku do przebiegu napięć, co może powo-

dować wystąpienie histerezy na charakterystykach modulacji rys.19.

2.3. Modulacja we wzmacniaczach rezonansowych z tranzystorami pracującymi jako klucze

Dążenie do zwiększenia sprawności energetycznej wzmacniaczy wielkiej częstotliwości znalazło swój wyraz w ustaleniu takich warunków pracy, w których elementy aktywne wzmacniacza rezonansowego /zasadniczo tranzystory/ wykorzystywane są jako, sterowane z częstotliwością nośną klucze, tj. wskutek odpowiedniego sterowania obwodu bazy i parametrów obwodu wyjściowego znajdują się albo w stanie przewodzenia prądu przy minimalnym spadku napięcia U_{ns} na elemencie, tj. nasyceniu, albo w stanie zatkania prądu przy dowolnym chwilowym napięciu kolektora mniejszym od dopuszczalnego $U_{CE\ dop.}^{1/}$.

Dla uzyskania drgań o modulowanej amplitudzie, poprzez zmianę napięcia zasilania, najbardziej podatny wydaje się układ rezonansowego wzmacniacza kl. D z komutacją napięcia [13]. Układ ten przy modulacji amplitudowej charakteryzuje się największym współczynnikiem wykorzystania dopuszczalnego napięcia kolektora $U_{CE\ dop.}$, co rzutuje bezpośrednio na maksymalną moc, jaką można uzyskać. Zakres zastosowań wzmacniaczy klasy D dużej mocy z tranzystorami bipolarnymi jest jednak praktycznie ograniczony do zakresu częstotliwości poniżej kilku MHz [15].

Schemat układu wzmacniacza klasy D z komutacją napięcia przedstawiony jest na rys. 20a [13, 14]. We wzmacniaczu pracują dwa tranzystory zwierające, na przemian, na czas połowy okresu drgań, punkt S impedancji obciążenia z dodatnim lub ujemnym biegunem źródła zasilania. Jeżeli częstotliwość wzbudzenia jest bliska częstotliwości rezonansowej szeregowego obwodu RLC i jednocześnie dobroć obwodu, z uwzględnieniem rezystancji tranzystorów w stanie nasycenia, jest dostatecznie duża $/Q \geq 10/$, to prąd przepływający w obwodzie zawiera

^{1/} Znane układy wysokosprawnych wzmacniaczy wielkiej częstotliwości nazywane są w literaturze wzmacniaczami klasy D oraz klasy E..

Nazwę klasy D przyjęto dla dwóch typów rezonansowego wzmacniacza przeciwobnego, w którym tranzystory na przemian, przez pół okresu drgań znajdują się w stanie przewodzenia lub zatkania.

Miano klasy E nadano w literaturze amerykańskiej układowi wzmacniacza rezonansowego z pojedynczym tranzystorem pracującym jako klucz, w którym bliskie zero napięcia na kolektorze podczas przewodzenia prądu uzyskano dzięki specjalnej konfiguracji obwodu wyjściowego. Pat. USA N 3.919.656.

przede wszystkim składową o częstotliwości wzbudzenia. Kształty napięcia i prądu w układzie przedstawiono na rys. 20. Na przebiegu U_s/t linią przerywaną zaznaczono spadek napięcia na skutek różnej od zera rezystancji r_n przewodzącego tranzystora. Amplitudę składowej podstawowej napięcia U_1 w zależności od napięcia zasilania U_{CE} znajdujemy, przedstawiając prostokątną falę napięcia rys. 20b, jako sumę szeregu napięć harmonicznnych. Dla technicznych obliczeń można przy tym przyjmować [16], że rezystancja nasycenia tranzystora jest stała, co oznacza, że spadek napięcia na tranzystorze wynosi $U_s = r_n \cdot i/t$; gdzie $i/t \sim U_{CE}$ sinusoidalny prąd w obwodzie. A więc $U_1 = \frac{2}{\pi} U_{CE} - r_n i/t$ oznacza zależność amplitudy napięcia wyjściowego od napięcia zasilania, która jest w wysokim stopniu liniowa. Sprawność energetyczna wzmacniacza klasy D jest podczas modulacji duża z wyjątkiem bardzo małych napięć U_{CE} .

W trakcie przedstawionej wyżej analizy warunków pracy wzmacniacza nie uwzględniono zjawisk, które występują, gdy czasy przełączania tranzystorów stają się współmierne z okresem drgań. Z narzuconego warunku, aby tranzystory znajdowały się w nasyceniu niezależnie od wartości napięcia zasilania kolektora wynika, że podczas modulacji, przy stałej amplitudzie napięcia wzbudzającego, stopień nasycenia tranzystorów zmienia się. Jak wiadomo, głębokie nasycenie, oznaczające obecność nośników nadmiarowych w złączach tranzystora, powoduje opóźnienie czasu wyłączenia tranzystora, co w przypadku wzmacniacza omawianego typu oznacza jednoczesne przewodzenie prądu przez dwa tranzystory. Długość tego czasu /opóźnienia/ w miarę wzrostu częstotliwości roboczych staje się porównywalna z okresem drgań. Składowa prądu w czasie jednoczesnego przewodzenia płynie pomiędzy biegunami źródła zasilania bezpośrednio przez tranzystory z pominięciem obwodu rezonansowego, powodując wzrost strat w elementach kluczujących /tranzystorach/ i zmniejszenie chwilowej sprawności, zwłaszcza przy silnym nasyceniu dla obniżonych w stosunku do warunków fali nośnej napięć. Tym samym tak modulowany wzmacniacz klasy D charakteryzuje się albo małą sprawnością, albo dużymi zniekształceniami nieliniarnymi.

Na skutek sterowania wzmacniacza klasy D napięciem o amplitudzie uzależnionej od napięcia modulującego można, podobnie jak dla przypadku modulacji rezonansowego wzmacniacza klasy C /por. p. 2 rys. 9 i rys. 10/, uzyskać jednocześnie linearyzację charakterystyki modulacji i poprawę sprawności energetycznej wzmacniacza końcowego, zmniejszając jednocześnie średnią moc pobieraną przez poprzedzający wzmacniacz.

Ponadto na wyjściu modulowanego wzmacniacza klasy D obserwuje się, wynikającą z zaleźnego od stopnia nasycenia tranzystorów opóźnienia komutacji, pasożytniczą modulacją fazową, którą poprzez właściwy dobór napięcia wzbudzającego można w znacznym stopniu skompensować.

Wnioski te potwierdzone zostały podczas pomiarów parametrów wzmacniaczy klasy D wykonanych w Zakładzie Radiokomunikacji IŁ dla kilku wersji wzmacniaczy pracujących w klasie D, na częstotliwościach zakresu fal średnich [2].

Przykładową zależność optymalnej wartości napięcia zasilania stopnia sterującego od wartości napięcia zasilania stopnia końcowego pracującego w klasie D przedstawia rys. 21.

Kompletny układ blokowy tranzystorowego członu wzbudzającego do nadajnika średnionfalowego wg koncepcji opracowanej w IŁ, który może dostarczać falę nośną z modulacją amplitudową o mocy szczytowej 100-150 W, przedstawia rys. 22.

Układ zawiera:

w c z ę ś c i w i e l k i e j c z ę s t o t l i w o ś c i :

- generator sterujący ① stabilizowanej częstotliwości nośnej wytwarzanej z własnego generatora kwarcowego, z możliwością synchronizowania jej z krajową częstotliwością wzorcową, który generuje symetryczną falę prostokątną o amplitudach znormalizowanych na poziomie przyjętym dla układów scalonych serii UCY74...;
- stopień wzmacniacza separującego ②, wykorzystujący równolegle połączone bramki TTL z otwartym kolektorem o zwiększonej obciążalności połączone w układzie aperiodycznego wzmacniacza przeciwsobnego z transformatorem szerokopasmowym;
- stopień szerokopasmowego wzmacniacza klasy D z komutacją napięcia ③, z parą tranzystorów średniej mocy, który jest wstępnie modulowany wg charakterystyki z rys. 21;
- stopień końcowy ④ - rezonansowy modulowany wzmacniacz klasy D z parą tranzystorów nadawczych np. typu BLX15;

ponadto

w c z ę ś c i m a ł e j c z ę s t o t l i w o ś c i :

- układ kształtowania dynamiki i pasma sygnałów modulujących ⑤;
- wzmacniacz modulujący wraz z niezbędnym detektorem napięcia obwodni i korektorami charakterystyki w pętli ujemnego sprzężenia

zwrotnego (6a,b). Układ zasilany jest z jednofazowej sieci prądu przemiennego za pośrednictwem stabilizowanych zasilaczy (7).

W oparciu o przedstawioną koncepcję wykonano w latach 1975-1976 modele użytkowe czionu wzbudzającego do nadajników średniofalowych, w których wymaganą moc fali nośnej 1-5 kW uzyskać można stosując prócz opisanego układu liniowy wzmacniacz lampowy drgań modulowanych. Urządzenie modelowe może pracować także jako samodzielny nadajnik małej mocy, gdyż jego parametry spełniają wszystkie wymagania normy branżowej [12].

Sprawność energetyczna wzmacniacza wyjściowego wielkiej częstotliwości przekracza 85%. W urządzeniu modelowym zastosowano jednak /ze względu na prostotę i małą moc wyjściową/ wzmacniacz modulujący, pracujący w klasie A, który wykorzystuje zasadę szeregowego tranzystorowego regulatora sterowanego napięciem modulującym, co spowodowało, że ogólna sprawność urządzenia jest niewielka.

Przeprowadzono również próby wykorzystania wzmacniacza modulującego pracującego w klasie D [3,18], które wykazały możliwość realizacji nadajnika średniofalowego, z elementami półprzewodnikowymi, zawierającego w stopniu wzmacniacza modulującego i rezonansowego wzmacniacze klasy D [2,17].

Rozwiązanie takie pozwala wprawdzie uzyskać wypadkową sprawność przekraczającą 75%, lecz mimo tego nie stwarza szerokich perspektyw zastosowania, gdyż szczytowa moc wyjściowa, jaką można uzyskać we wzmacniaczu wielkiej częstotliwości zaopatrzonym w parę tranzystorów nie przekracza obecnie 300 W; podobne ograniczenia istnieją odnośnie mocy oddawanej przez wzmacniacz małej częstotliwości. Dla sumowania mocy wyjściowej kilku takich zespołów wzmacniaczy należałoby zsynchronizować pomiędzy sobą pracę odpowiedniej liczby wzmacniaczy małej i wielkiej częstotliwości, poczynając od wyjść bloków kształtowania sygnału modulującego i generatora sterującego na rys. 22, co z uwagi na wiele elementów, których wartości należy dobrać w każdym wzmacniaczu /indywidualną optymalizację warunków wzbudzenia/, nie stwarza praktycznie możliwości budowy nadajnika w pełni tranzystorowego o mocy fali nośnej 1 kW /4 kW mocy szczytowej/.

Metody pomiaru parametrów i strojenia wzmacniaczy klasy D podczas modulacji są analogiczne jak omówione poprzednio dla wzmacniaczy klasy C, z tym że dla obserwacji prądów i napięć impulsowych bardzo pomocny jest wielokanałowy oscyloskop o szerokości pasma rzędu 50 MHz.

2.4. Wzmacniacze drgań z modulacją amplitudową

Praktycznie wszystkie oferowane obecnie nadajniki radiofoniczne AM zawierają co najmniej jedną lampę pracującą jako liniowy wzmacniacz drgań modulowanych. Należy zwrócić uwagę, że spełnienie wymagań współczesnej radiofonii odnośnie takich parametrów technicznych, jak współczynnik zawartości harmonicznych i poziom szumów własnych, wymaga z reguły objęcia toru wzmacniającego nadajnika pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Liniowe wzmacniacze tranzystorowe dostosowane do wzmacniania sygnałów SSB, DSB i telegraficznych w radiokomunikacji na falach krótkich i ultrakrótkich zawierające szerokopasmowe wzmacniacze, których sumowana moc nie przekracza 1 kW, w zasadzie mogą również wzmacniać w tych pasmach drgania z modulacją amplitudową bez wytłumienia nośnej /A3/. Jednak zarówno jakość - typowa wartość współczynnika zniekształceń nieliniarnych $h = 10\%$ przy głębokości modulacji $m = 80\%$, jak i niska sprawność - typowa wartość 20-30% przy sygnale testowym nie zachęcają do budowy nadajnika radiofonicznego tego rodzaju.

W ostatnich latach obserwuje się także powrót do dawniej opracowanych technik pozwalających wzmacniać z dużą sprawnością drgania z modulacją amplitudową wytworzone na małym poziomie mocy, np. wzmacnianie metodą Doherty [18].

3. NOWE ROZWIĄZANIA UKŁADÓW NADAJNIKÓW Z MODULACJĄ AMPLITUDOWĄ

Spśród przedstawionych układów największą moc wyjściową oraz najmniejsze zniekształcenia obwiedni uzyskuje się stosując modulację napięcia zasilania wzmacniacza rezonansowego pracującego w klasie C lub w ograniczonym zakresie częstotliwości w klasie D. Lecz nawet stosując wzmacniacz modulujący pracujący w klasie D, przy obecnym stanie techniki, dla uzyskania mocy szczytowej ok. 4 kW należałoby sumować moc, jak wynika z szacunkowych obliczeń, ok. 16 zespołów wzmacniaczy rezonansowych wraz ze wzmacniaczem modulującym. Ze względu na szereg ubocznych zjawisk występujących podczas modulacji napięcia zasilania prowadzących do konieczności indywidualnie regulowanej w warunkach dynamicznych dla każdego zespołu modulacji wstępnej i kompensacji modulacji fazowej, z jednoczesnym zachowaniem synfazowości pracy wszystkich zespołów, jak również z uwagi na znaczną

komplikację układu sumowania mocy kilkunastu wzmacniaczy wielkiej częstotliwości urządzenie takie byłoby trudne do zestrojenia w czasie eksploatacji.

Z przeglądu stosowanych obecnie układów służących do wytwarzania drgań z modulacją amplitudową wynika, że w zagadnieniu budowy nadajnika radiofonicznego, w którym nie wykorzystuje się lamp elektronowych nie znaleziono dotychczas uzasadnionego technicznie i ekonomicznie rozwiązania, chociaż układy w pełni tranzystorowych nadajników komunikacyjnych i radiofonicznych pracujących z modulacją częstotliwości mają już od kilku lat ustaloną strukturę, która pozwala zrealizować urządzenia spełniające wymaganie odnośnie niezawodności, łatwości zestrojenia, parametrów sygnału modulowanego itd. Wnioski te znajdują pełne potwierdzenie w przeglądzie ofert producentów nadajników.

Perspektywę wytworzenia drgań z modulacją amplitudową w wysokosprawnym układzie, bez stosowania wzmacniacza modulującego, stwarza metoda modulacji zaproponowana przez Besslicha [19].

W celu zapoznania się z tą metodą rozważmy układ przedstawiony na rys. 23. Elektronowy klucz S łączy baterię B z obciążeniem R_0 poprzez filtr pasmowoprzepustowy F. Częstotliwość zadziałania jest równa częstotliwości nośnej, zaś czas zamknięcia klucza τ_1/t uzależniony jest od chwilowej amplitudy napięcia modulującego. Na wejściu filtru powstaje więc ciąg impulsów prostokątnych o stałej częstotliwości i amplitudzie o modulowanym wypełnieniu; przy czym mając na uwadze zmniejszenie poziomu niepożądanych harmonicznnych wielkiej częstotliwości /parzystych/ wskazane jest, by wytworzone impulsy prostokątne były bipolarne rys. 24. Dla generacji bipolarnych impulsów prostokątnych można wykorzystać układ z rys. 25 zaproponowany przez Raaba [20] zbudowany z czterech kluczy tranzystorowych, które zwierają punkt S szeregowego obwodu drgań odpowiednio z biegunami plus, minus źródeł napięcia zasilania lub z masą. Do sterowania tymi kluczami wykorzystano układ kodujący przekształcający falę nośną i napięcie modulujące w cztery ciągi monopolarnych impulsów prostokątnych, którego schemat blokowy przedstawia rys. 26. Ponieważ zależność amplitudy fali nośnej od szerokości prostokątnych impulsów τ_1 opisana jest funkcją [4 str. 413]/rys. 27a/:

$$y/\tau_1/ = \frac{4A}{\pi} \sin / \pi \frac{\tau_1}{T} / \quad \text{przy} \quad 0 \leq \tau_1 \leq T/2. \quad /14/$$

to liniową zależność amplitudy fali nośnej od napięcia modulującego można otrzymać przypisując szerokość impulsu do amplitudy napięcia modulującego wg funkcji odwrotnej:

$$\frac{\tau_i}{T} = \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{1+a}{2} \quad /15/$$

gdzie a - unormowana wartość amplitudy napięcia modulującego, przy czym $-1 \leq a \leq 1$, rys. 27b,c. Praktyczna realizacja opisanego układu nastrocza wiele trudności związanych z brakiem, przy obecnym stanie technologii półprzewodników, komplementarnych tranzystorów mocy wielkiej częstotliwości. Brak takich tranzystorów uniemożliwia bezpośrednio, galwaniczne połączenie wzmacniaczy impulsów prostokątnych sterujących złączem E-B, co najmniej dwóch tranzystorów końcowych, z potencjałem ziemi. Aby zachować wspomniane wyżej galwaniczne połączenie, należałoby stosować układy przesuwania poziomu składowej stałej, co znacznie komplikuje układ, zwłaszcza dla dużych mocy wyjściowych.

Użycie transformatorów impulsowych w układzie nie może mieć miejsca, gdyż co najmniej w dwóch torach wzmacniaczy przesyłane są impulsy monopolarne o modulowanej szerokości /ze składową średnią zależną od sygnału modulującego/.

Wyżej wskazanych trudności można uniknąć stosując układ wg projektu zgłoszonego w IZ [21]. Część kodująca wytwarza dwa ciągi impulsów prostokątnych o stałym wypełnieniu 1/1 i stałej amplitudzie, których wzajemne przesunięcie fazowe uzależnione jest od napięcia modulującego. Impulsami tymi, po odpowiednim wzmocnieniu, można sterować np. wzmacniacz mostkowy klasy D /rys. 28/ zestawiony z dwóch opisanych wzmacniaczy /por. rys. 20/, w którym impedancję obciążenia poprzez układ transformujący i filtr włącza się pomiędzy punkty S obu połówek takiego wzmacniacza.

W omawianym układzie dla dopasowania impedancji i galwanicznej separacji wzmacniaczy wstępnych z racji stałej szerokości impulsów można wykorzystać transformatory szerokopasmowe. Dzięki temu zarówno w obu identycznych torach wzmacniaczy impulsowych, jak i we wzmacniaczu końcowym /mostkowym/ można wykorzystać tranzystory o jednakowym typie przewodności /n-p-n/.

Dla wytworzenia dwóch ciągów impulsów w omawianym projekcie przewidywany jest układ zbudowany wg rys. 29. W układzie na inwersyjne wejście komparatora różnicowego K podawane jest napięcie odniesienia

/por. rys. 27c/ zaś na drugie wejście napięcia modulujące wraz z odpowiednim napięciem polaryzującym, którego wartość dobiera się tak, by bez napięcia modulującego szerokość impulsu na wyjściu komparatora wynosiła zgodnie z /14/ i /15/ $\omega t_1 = \frac{\pi}{6}$./Częstotliwość powtarzania impulsów na wyjściu komparatora jest dwukrotnie większa od częstotliwości nośnej/. Wyjście komparatora połączone jest z wejściem sieci logicznej, która zawiera m.in. dwa układy dla wytwarzania ciągów zanegowanych impulsów szpilkowych oraz dwie bramki logiczne typu NAND, w których impulsy szpilkowe dodawane są do ciągu impulsów otrzymywanych z komparatora w ten sposób, że po przemodulowaniu komparatora, tj. gdy funkcja $[a/t] \geq 1$, na wyjściu bramki G2 pojawiają się odpowiednie impulsy szpilkowe. Wyjście bramki G2 połączone jest z wejściem bramki G3 która ma dwa wyjścia, jedno odtwarzające i jedno negujące, które połączone są z wejściami zegarowymi identycznych biostabilnych przerzutników P1 i P2 wyzwanych zboczem impulsu zegarowego. Oba przerzutniki pełnią więc funkcję podzielników częstotliwości, przy czym konieczna jest wzajemna synchronizacja pracy zrealizowana poprzez sprzęgnięcie wejścia ustawiającego przerzutnika P2 z wyjściem przerzutnika P1 oraz synchronizacja względem fazy napięcia wejściowego wielkiej częstotliwości uzyskana poprzez odpowiednie połączenie wejścia ustawiającego przerzutnika P1. Dzięki temu na wyjściach przerzutników powstają dwa ciągi impulsów prostokątnych o stałym wypełnieniu /o modulowanej fazie/, przy czym wzajemne przesunięcie fazowe obu ciągów równe jest modulowanej szerokości impulsu ωt_1 otrzymywanego na wyjściu komparatora lub w przypadku przemodulowania komparatora, szerokości impulsu szpilkowego. Szczegółową ilustrację przebiegów napięciowych w charakterystycznych punktach układu przedstawia rys. 29 dla trzech przypadków: a - braku napięcia modulującego $a/t = 0$;
b - przemodulowania $a/t \leq -1$;
c - przemodulowania $a/t \geq 1$.

W części impulsowej przedstawionego układu kodującego można z powodzeniem zastosować cyfrowe układy scalone.

Niezbędną moc wyjściową otrzymuje się przez zwielokrotnienie liczby modułów mostkowego wzmacniacza mocy.

Inną ciekawą koncepcję nadajnika dla wytwarzania drgań z modulacją amplitudową opatentowała firma Westinghouse El. Corp. [22]. Podstawę układu stanowi liniowy wzmacniacz mocy zestawiony z wielu wzmacniaczy klasy D /por. rys. 20/, tworzących bloki o mocy wyjściowej odpowiednio $1/2 P_{\max}$, $1/4 P_{\max}$, $1/8 P_{\max}$ itd., gdzie P_{\max} zało-

żona moc szczytowa /PEP/ wzmacniacza. Moce wyjściowe tych wzmacniaczy rys. 31 są sumowane na wspólne obciążenie /szeregowy obwód rezonansowy/. Prócz pierwszego bloku o mocy $1/2 P_{\max}$, w pozostałych wzmacniaczach faza napięcia na wyjściu może być zgodna lub przeciwna w stosunku do fazy napięcia sterującego. Faza napięcia kontrolowana jest przez wielobitowy przetwornik analogowo-cyfrowy sterowany napięciem małej częstotliwości. Wskutek tego moc tych modułów dodaje się lub odejmuje od mocy $1/2 P_{\max}$, a całkowita moc wyjściowa zawarta jest pomiędzy 0 a P_{\max} . Według przedstawionego projektu wykonano wzmacniacz wielkiej częstotliwości o mocy 50 kW na częstotliwości ok. 100 kHz [22], charakteryzujący się bardzo dużą sprawnością $\eta_{\Sigma} = 85\%$ i małym współczynnikiem zniekształceń nieliniarnych.

W przedstawionych tu wysokosprawnych układach modulacji amplitudy wykorzystano wzmacniacze klasy D z komutacją napięcia, w których wielkość sprawności jest limitowana przede wszystkim przez następujące czynniki:

1. Napięcie /rezystancję/ nasycenia komutujących tranzystorów lub dołączonych równolegle diod zależnie od kierunku prądu w obciążeniu /por. rys. 28b/;
2. Szybkość - skończony czas przełączania tranzystorów i diod dużej mocy. Ze względu na ten parametr trzeba liczyć się z koniecznością stosowania diod z barierą Schottky;
3. Straty układu sumowania mocy.

Z szacunkowych obliczeń można wnosić, że dysponując elementami kluczującymi o napięciu nasycenia $\frac{U_{ns}}{U_{CE}} < 0,1$ i czasie przełączenia /suma dwóch zboczy/ $\frac{t_{\Sigma}}{T} \leq 0,05$ otrzymuje się chwilową i średnią sprawność znacznie lepszą niż w przypadku konwencjonalnego wzmacniacza liniowego pracującego w klasie B [20,22].

Eksperymenty przeprowadzone w IŁ w 1978 r., na modelu wzmacniacza o mocy szczytowej kilkunastu W na falach średnich, wykonanego wg projektu opracowanego w Zakładzie Radiokomunikacji [21], potwierdziły możliwość uzyskania wskazaną metodą zarówno zadowalających parametrów modulacji /współczynnik zawartości harmonicznych przy $m = 90\%$ rzędu 1,5%, współczynnik szumów własnych poniżej 66 dB - - oba parametry mierzono bez ujemnego sprzężenia/, jak i dużej sprawności.

Do budowy modulowanego wzmacniacza o mocy kilkuset W należy wykorzystać w tym układzie odpowiednio szybkie tranzystory nadawcze /przełączające/ charakteryzujące się jednocześnie małą rezystancją nasycenia - poniżej $0,5\Omega$. Dostępne dziś tranzystory bipolarne przełączające prądy ponad 10 A i napięcia rzędu 100 V, charakteryzuje czas przełączania rzędu 0,1 μ s.

Nowe perspektywy w dziedzinie wzmacniaczy klasy D, a więc i dla przedstawionych różnych od konwencjonalnych układów modulacji amplitud wg aktualnych prognoz stwarzają tranzystory unipolarne. Zwłaszcza wykonane w tzw. technologii V-MOS.

Tranzystory V-MOS nazwane także w literaturze V-FET, charakteryzują się:

- bardzo dużą impedancją wejściową, dużym wzmocnieniem prądowym i wzmocnieniem mocy, dzięki czemu można je sterować bezpośrednio z wyjścia układów monolitycznych, co znacznie upraszcza układy wejściowe wzmacniacza mocy,
- doskonałą stabilnością temperaturową /ujemny współczynnik temperaturowy zależności prądu od temperatury/, bez zjawisk lawinowego przebiecia czy tzw. przebiecia wtórnego, ograniczającego obszar pracy dopuszczalnej tranzystorów bipolarnych, co umożliwi ich bezpośrednie równoległe łączenie we wzmacniaczach,
- szybkością przełączania rzędu 10 ns, bez zależnego od stopnia nasycenia tranzystora czasu opóźnienia.

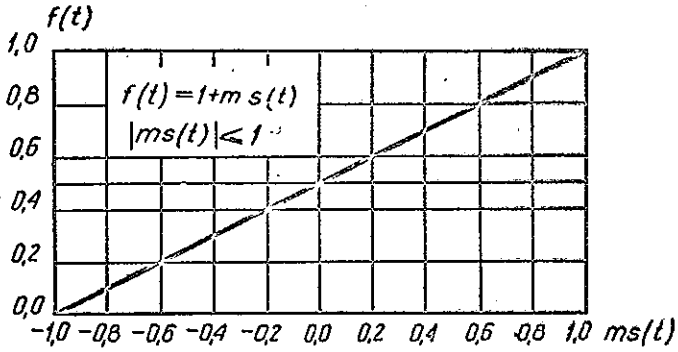
W ostatnich dwóch latach obserwuje się znaczny rozwój tej technologii wytwarzania tranzystorów zwłaszcza w USA, publikowane są także pierwsze informacje aplikacyjne wskazujące na doskonałe właściwości tych elementów w zasilaczach z kluczkowaniem prądu, we wzmacniaczach klasy D małej częstotliwości dla sprzętu Hi-Fi dużej mocy i wzmacniaczach wyjściowych nadajników.

WYKAZ LITERATURY

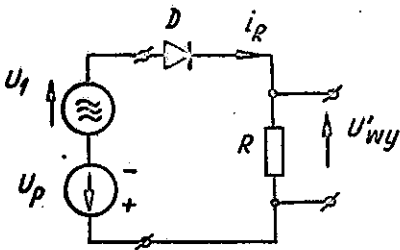
1. Bradáč J., Votava P.: Středovlnné vysiláče malých výkonů a některé typy jejich antén. Sdelovací Tech. 1977 R. 25 čis. 8 s. 282-286.
2. Sypniewski S., Orłowski A.: Wykonanie modelu użytkowego członu wzbudzającego od prototypu średniofalowego nadajnika radiofonicznego typu NRS-2, produkcji Zakładów ZARAT w Warszawie. Sprawozdanie z pracy. Warszawa: Instytut Łączności 1976.

3. Clarke K.K., Hess D.T.: Communication circuits: analysis and design. Reading, Massachusetts: Addison Wesley 1971.
4. Bartsch H.J.: Mathematische Formeln. Lipsk: Fachbuchverlag 1974
5. Sudakov J.I.: Amplitudnaja moduljacija i avtomoduljacija tranzistornych generatorov.. Moskva: Energija 1969.
6. Kaganov V. I.: Tranzistornye radioperedatčiki. Moskva: Energija 1976.
7. Riabyškin V.N.: O vybore sposoba moduljacji v tranzistornych radioperedatčikach. W: Poluprovodnikovye pribory v technike elektrosvjazi Sb. Statej. Moskva: Svjaz' 1975 vyp. 16.
8. Stammelbach J.: Probleme bei der Amplitudenmodulation von Transistorleistungsstufen. Frequenz 1976 Bd 30 Nr 6 s. 136-144.
9. Rheinfelder W.A.: Modulation of driver stage to increase power output of a-m transmitter. Semiconductor products and solid state technology 1962 Vol. 5 March s. 25-29.
10. Stammelbach J.: Pat. RFN N. 1914421. Amplitudenmodulierbarer Transistorverstärker mit verminderter Phasenmodulation. Opubl. 21.01.1973 kl. H.03c 1/04.
11. BN-71/3321-01. Nadajniki radiofoniczne z modulacją amplitudy. Ogólne wymagania i badania.
12. Sypniński S., Orłowski A.: Pat. PRL N. 84674. Demodulator amplitudy o małym współczynniku zniekształceń nieliniowych. Opubl. 15.12.1976. kl. HO3d 1/12. H. 03K 9/02.
13. Dennis T.L., Rapids C.: Pat. USA N. 3.239.772. Highly efficient semiconductor switching amplifier. Opubl. 8.03.1966.
14. Chudobiak W.J., Page D.F.: Frequency and power limitations of class - D transistor amplifiers. IEEE J. Solid State Circuits 1969 Vol. SC-4 Nr 1 s. 25-37.
15. Sypniński S., Orłowski A.: Model użytkowy średniofalowego nadajnika radiofonicznego klasy D o mocy około 1 kW. Sprawozdanie z pracy. Warszawa: Instytut Łączności /praca nie jest zakończona/.
16. Sypniński S.: Analiza pracy stopnia końcowego nadajnika radiofonicznego zawierającego układy klasy D we wzmacniaczu rezonansowym i modulatorze. Rozprawa doktorska. Warszawa: Instytut Łączności 1976 r.

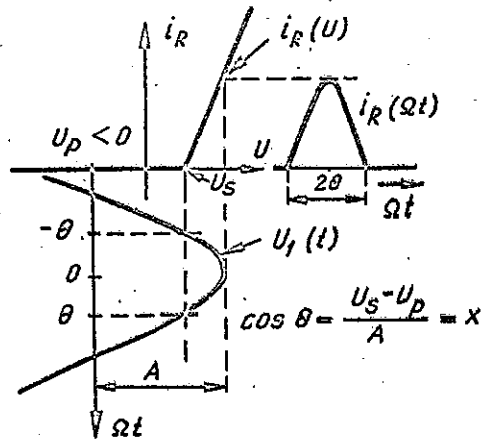
17. Miller C.H.: High efficiency amplification using width modulated pulses. Proc. IREE Australia 1964 Vol. 25 nr 5 s. 314-322.
18. Vinogradov P.J. i in.: Usilenije modulirovannykh kolebanij po metodu Doherty v transistornom usilitele moščnosti. Elektrosvjaz' 1977 nr 10. s. 44-47.
19. Besslich F.: Pat. RFN N. 1.270.130 i Pat. USA 3.363.199. Device for amplitude - modulating a high frequency carrier wave. Opubl. 12.06.1968.
20. Raab F.H.: Radio frequency pulse width modulation. IEEE Trans. Commun. 1973 Vol. COM-21 nr 8 s. 958-966.
21. Orłowski A.: Zgłoszenie patentowe PRL N. P-204271. Układ do wytwarzania zmodulowanej amplitudowo fali nośnej przez pobudzenie filtra pasmowego ciągiem impulsów prostokątnych o zmiennej szerokości.
22. Jones M.L., Colgan J.R.: Digital modulation for solid - state linear amplifiers. Westinghouse Engineer 1967 Vol. 27 nr 5 s. 134-138.
23. Sokołow E.P.: Sposoby amplitudnoy moduljacji w moščnom transistornom peredatčikie DV-SV dijapazona. Elektrosvjaz 1978 nr 7 s. 43-48.



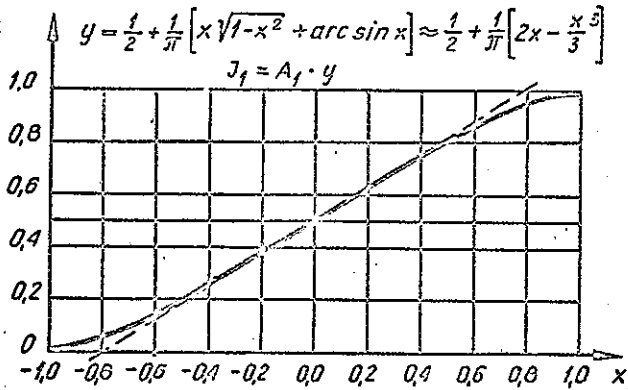
Rys. 1. Idealna statyczna charakterystyka układu przeznaczanego do wytwarzania dwuwstępowej modulacji amplitudy



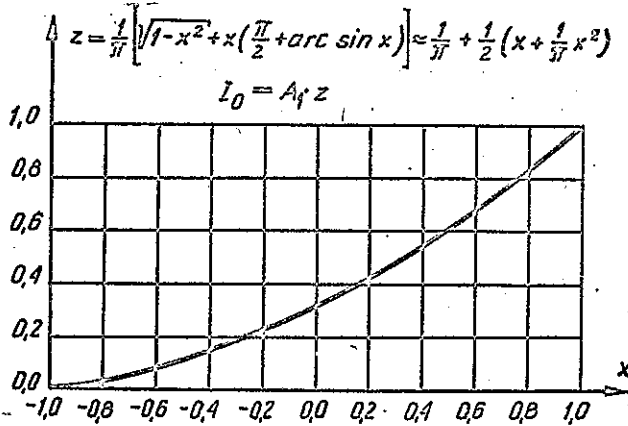
Rys. 2. Uproszczony schemat układu do uzyskiwania zmodulowanych amplitudowo drgań przez zmianę kąta przepływu prądu



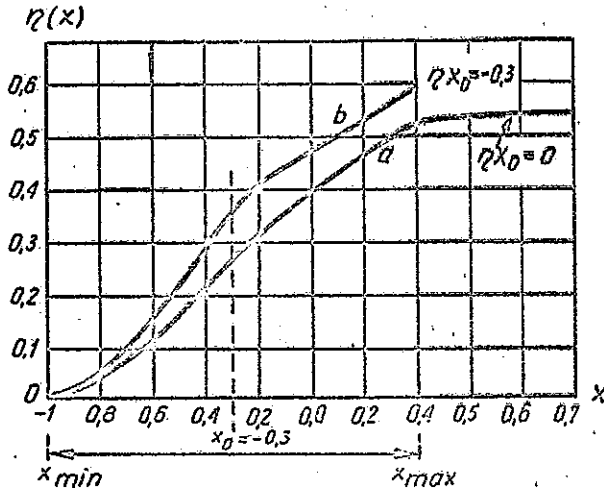
Rys. 3. Charakterystyka i_R/u diody oraz przebieg napięcia sterującego



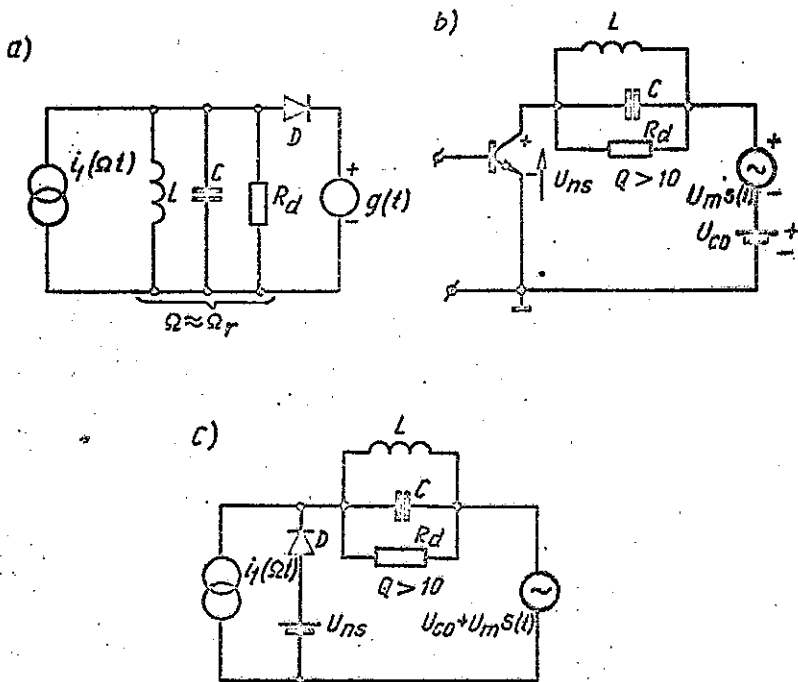
Rys. 4. Funkcja y/x wyrażająca względną zmianę amplitudy prądu o częstotliwości prądu w obciążeniu przy regulacji napięcia polaryzującego



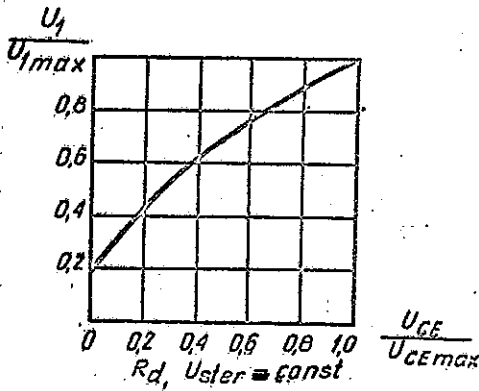
Rys. 5. Funkcja z/x wyrażająca względną zmienną składowej stałej prądu przy regulacji napięcia polaryzującego



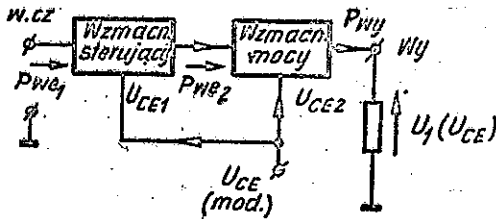
Rys. 6. Wykres zmiany sprawności energetycznej układu modulacji ze zmianą kąta przepływu prądu w zależności od napięcia modułującego przy warunkach dla fali nośnej - punkcie spoczynkowym. a/ $x_0 = 0$, co odpowiada $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$, b/ $x_0 = -0,3$ co odpowiada $\theta_0 \approx 72^\circ$



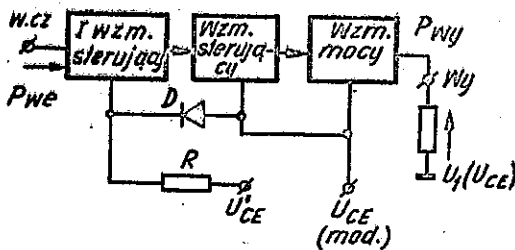
Rys. 7. a/ Zasada uzyskiwania modulacji amplitudowej przez sterowanie funkcją modulującą $g(t) = f(t) = 1 + m s(t)$ poziomem ograniczenia napięcia na obwodzie rezonansowym wzbudzonym z generatora prądowego, b/ tranzystorowy wzmacniacz rezonansowy wielkiej częstotliwości, c/ uproszczony schemat zastępczy układu z rys. 7b



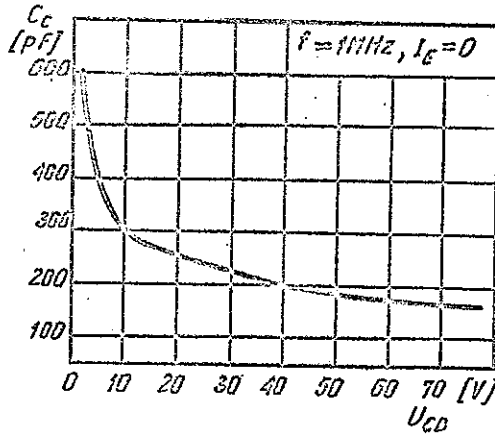
Rys. 8. Rzeczywista statyczna charakterystyka U_1/U_{CE} modulowanego wzmacniacza rezonansowego



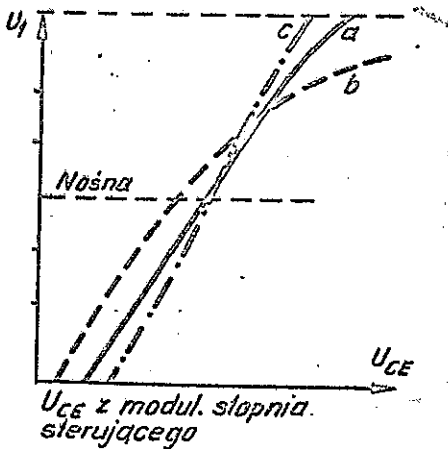
Rys. 9. Schemat blokowy układu modulacji kolektorowej z modulacją wstępną stopnia sterującego



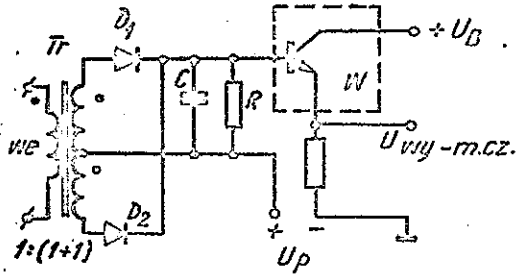
Rys. 10. Schemat blokowy układu modulacji z podawaniem napięcia modulującego na trzy stopnie wzmacniacza wielkiej częstotliwości



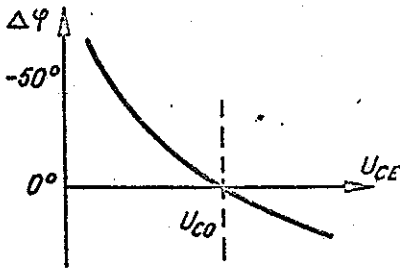
Rys. 11. Pojemność złącza kolektor/
/baza tranzystora BLX15



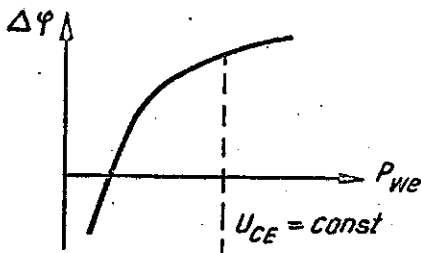
Rys. 12. Zależność amplitudy
napięcia na obwodzie U_1 od
napięcia U_{CE} przy modulacji
tranzystorowego, rezonanso-
wego wzmacniacza wielkiej
częstotliwości. Krzywe :
 U_1/U_{CE} /, a/ optymalna dla
całego przedziału zmian U_{CE} ,
 $m_{max} \approx 95\%$, b/ optymalizowana
tylko w warunkach fali noś-
nej, widać spadek mocy w szczy-
cie modulacji, c/ optymaliz-
owana w warunkach odpowia-
dających szczytowi modulacji



Rys. 13. Demodulator amplitudy o małym współczynniku zniekształceń nieliniowych

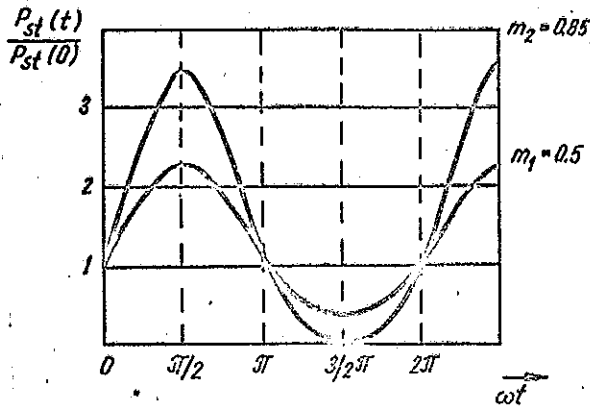
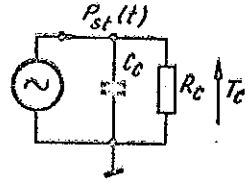


Rys. 14. Przykład zależności zmian fazy napięcia wielkiej częstotliwości na wyjściu wzmacniacza, od napięcia zasilania kolektora

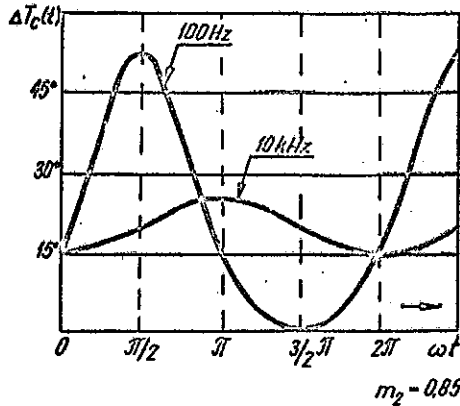


Rys. 15. Przykład zależności zmian fazy napięcia wielkiej częstotliwości na wyjściu wzmacniacza od mocy wzbudzenia

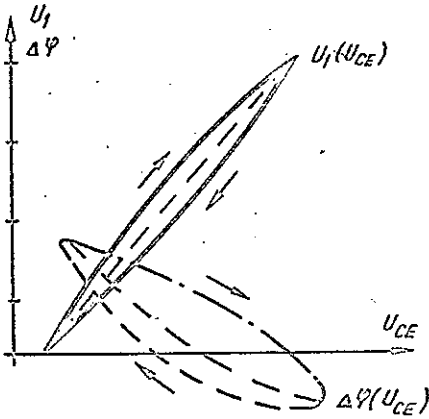
Rys. 16. Ciepły schemat zastępczy tranzystora, umieszczonego na radiatorze o dużej masie, podczas modulacji amplitudowej



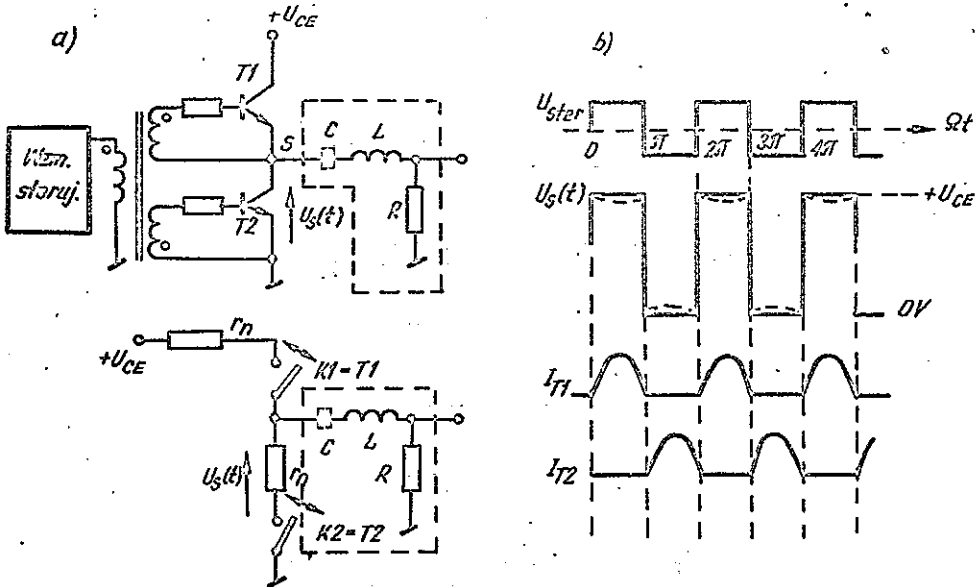
Rys. 17. Zależność mocy strat tranzystora odniesionej do strat w punkcie spoczynkowym podczas modulacji amplitudowej napięciem sinusoidalnym



Rys. 18. Przykładowa zależność temperatury złącza odniesionej do temperatury radiatora dla dwóch różnych częstotliwości napięcia modulującego

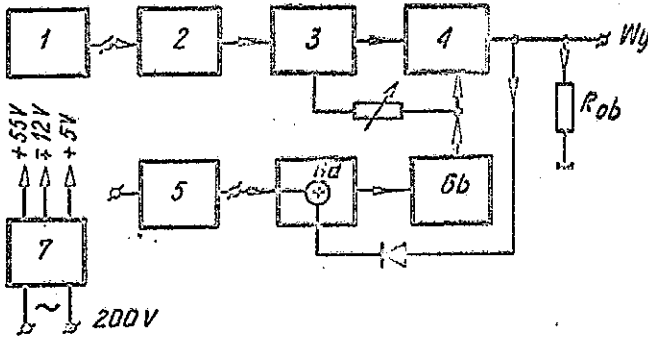
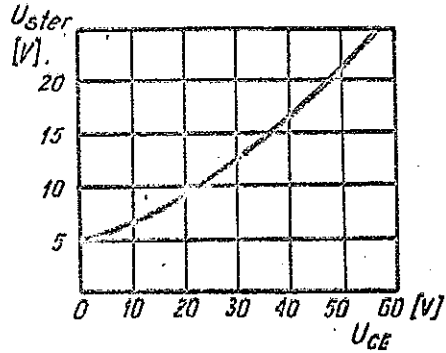


Rys. 19. Wpływ zależnych od napięcia modulującego zmian temperatury złącza na charakterystyki modulacji amplitudową U_j / U_{CE} i fazową $\Delta\varphi / U_{CE}$



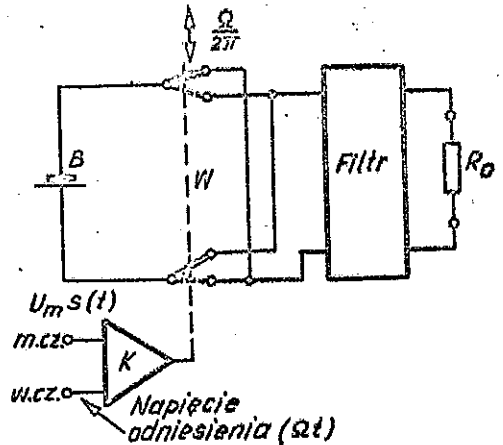
Rys. 20. Wzmacniacz klasy D z komutacją napięcia:
 a/ Schemat ideowy podstawowego układu,
 b/ Kształty napięcia i prądu w układzie

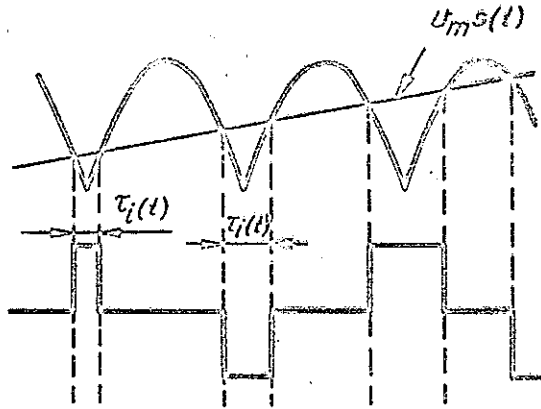
Rys. 21. Przykładowa zależność optymalnej wartości napięcia zasilania stopnia sterującego od wartości napięcia zasilania stopnia końcowego



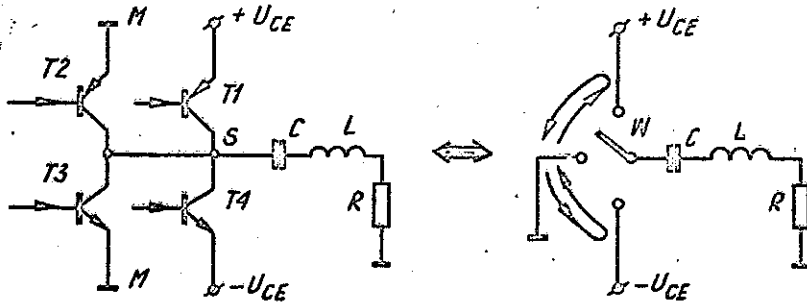
Rys. 22. Układ blokowy tranzystorowego członu wzбудzającego do nadajnika średniofalowego o mocy fali nośnej /1-5/kW

Rys. 23. Uproszczony schemat idealny ilustrujący zasadę wysokosprawnego wytwarzania fali nośnej modulowanej amplitudowo przez pobudzenie filtru pasmowego ciągiem impulsów prostokątnych o modulowanej szerokości [19]

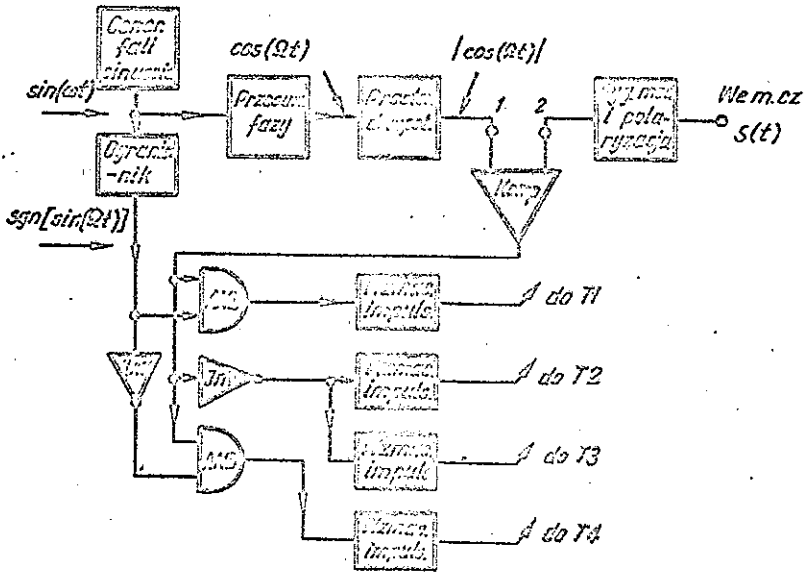




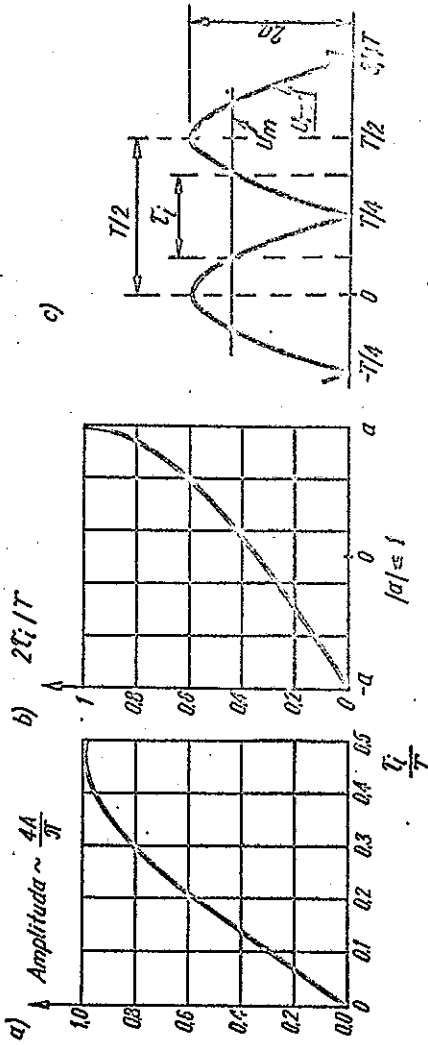
Rys. 24. Pożądana zależność szerokości impulsów bipolarnych od amplitudy napięcia modulującego



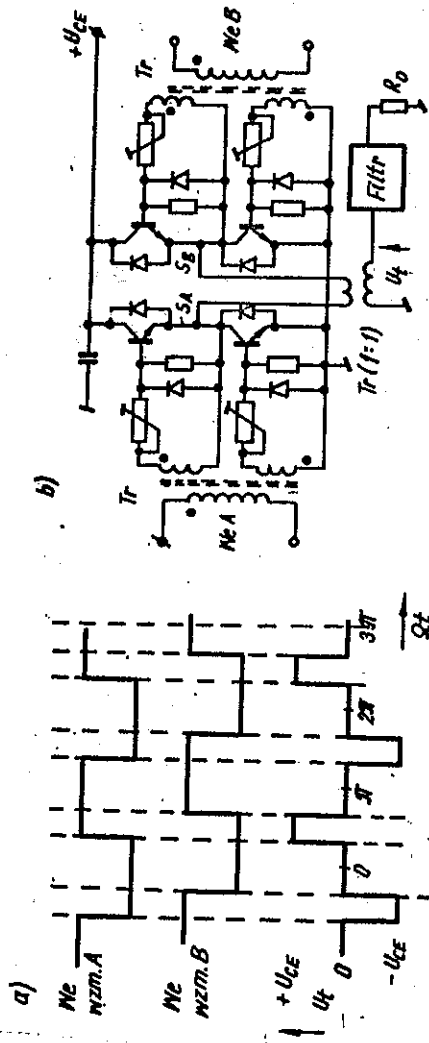
Rys. 25. Układ wzmacniacza klasy D, z komutacją napięcia, pobudzającego filtr pasmowy bipolarnymi impulsami o zmiennej szerokości [20]



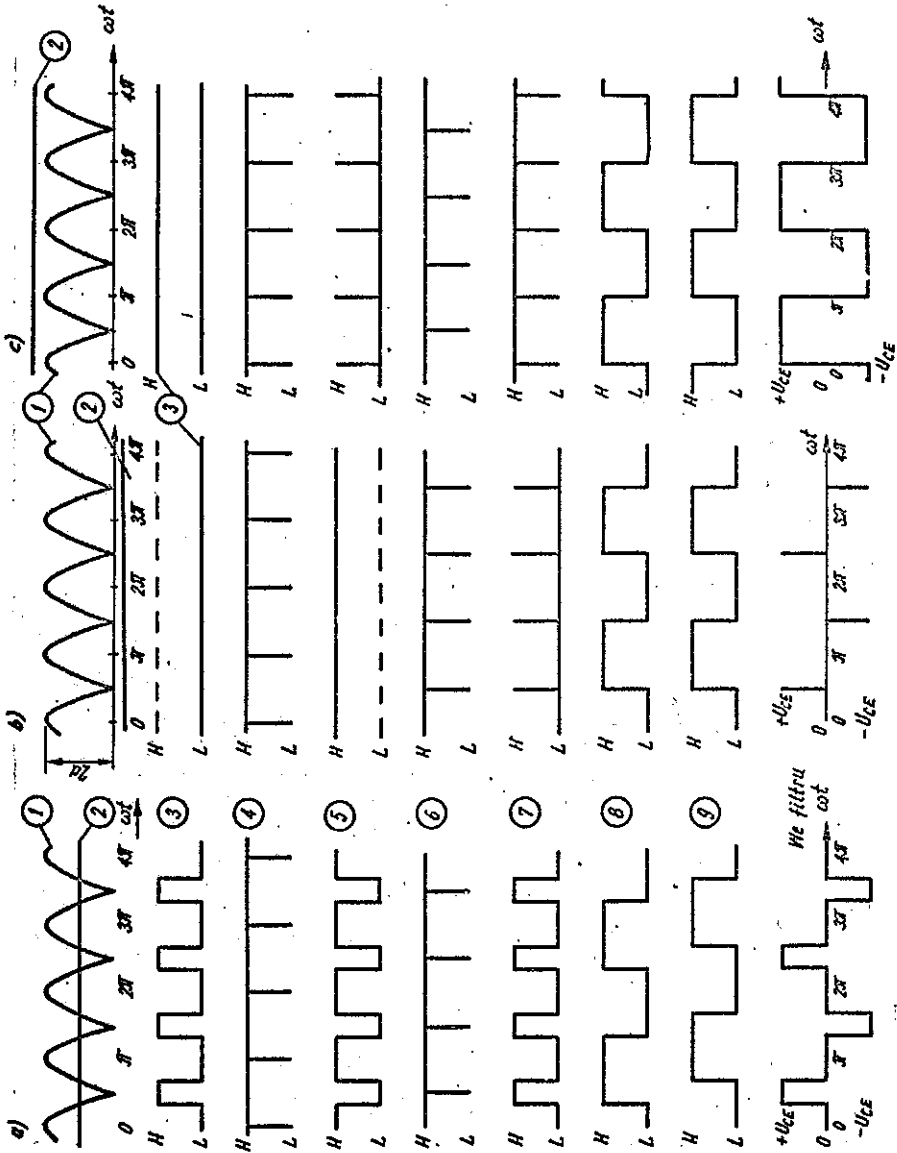
Rys. 26. Schemat blokowy układu kodującego wytwarzającego ciągi impulsów prostokątnych do sterowania wzmacniacza mocy z rys. 25 [20]



Rys. 27 a/ zależność amplitudy częstotliwości nośnej od szerokości impulsów prostokątnych pobudzających filtr pasmowy, b/ zależność szerokości impulsów prostokątnych od napięcia modulującego wymagana dla uzyskania liniowej statycznej charakterystyki modulacji, c/ kształt napięcia odniesienia dla wytwarzania zależności z rys. b/ za pomocą różnicowego komparatora napięcia



Rys. 28. Wzmacniacz mostkowy klasy D: a/ sposób wytwarzania napięcia fali prostokątnej o modulowanej szerokości impulsów, b/ schemat ideowy



Rys. 30. Ilustracja przebiegów w układzie z rys. 29. Kolumna: a - dla przypadku braku napięcia modulującego $a/t/ = 0$, b - przemodulowania $a/t/ \leq -1$; c - przemodulowania $a/t/ \geq 1$

