INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA-MIEDZESZYN

BIULETYN INFORMACYJNY

9(160)
1977

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

BIULETYN INFORMACYJNY

ROK 17 WARSZAWA 1977 NR 9/160/

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Biuletynu Informacyjnego

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

Redaktorzy działów:
mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko

Adres Redakcji:
Instytut Łączności
Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej
Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 580. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 20.04.1977 r.
Druk ukończono w czerwcu 1977 r.

Stanisław Sypniewski

WYKORZYSTANIE UKŁADÓW KLUCZOWANYCH W RADIOFONICZNEJ TECHNICE NADAWCZEJ

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wprowadzenie	1
2. Zakres zastosowań kluczujących elementów nieliniowych	3
3. Kluczowane wzmacniacze w.cz.	4
4. Kluczowane wzmacniacze małej częstotliwości	9
5. Kluczowane stabilizatory napięć zasilających	14
6. Podsumowanie	16
7. Wykaz literatury	17

Stanisław Sypniewski

621.375:621.396.97

WYKORZYSTANIE UKŁADÓW KLUCZOWANYCH W RADIOFONICZNEJ TECHNICE NADAWCZEJ

1. WPROWADZENIE

Od wielu lat w celu prawidłowej realizacji układów wzmacniaczy technika nadawcza zajmowała się elementami nieliniowymi, pracującymi w tzw. aktywnym obszarze pola rodziny charakterystyk statycznych.

Pole leżące na prawo od osi U_a, pomiędzy prostą graniczną a linią U_{amax} w układzie izoprądowym, stanowiło właściwy obszar pracy tych elementów. Z charakterystyk roboczych leżących w tym obszarze wynika, że wszelki przepływ impulsu prądu w elemencie nieliniowym wywoła na jego zaciskach określony spadek napięcia uzależniony od nachylenia charakterystyki roboczej.

Z powyższym faktem przy pracy elementów aktywnych oczywiście związane są straty mocy. Wydziela się ona przede wszystkim na ich elektrodach wyjściowych, a więc w lampach na anodzie, a w tranzystorach na kolektorze.

Wprowadzając w układach wzmacniaczy pracę kluczowaną, co zostało na większą skalę zapoczątkowane dopiero w ostatnim dziesięcioleciu, wykorzystuje się elementy nieliniowe w inny sposób, a mianowicie w obszarze nasycenia. Jest to obszar w polu charakterystyk izoprądowych leżący poniżej prostej granicznej /np. dla lampy, gdy $u_{amin} \approx u_{smax}$, czyli tam, gdzie zmiana napięcia sterującego praktycznie nie wpływa na prąd wyjściowy elementu, który jest określony jedynie przez wartość rezystancji w obwodzie i jego napięcie zasilania.

Z powyższym wiąże się bardzo istotne stwierdzenie. Spadki napięć, występujące na elementach aktywnych przy pracy kluczowanej, w porównaniu do takich samych spadków w układach klasycznych będą znacznie mniejsze. Wynikająca stąd strata mocy, wywiązująca się w elemencie kluczującym, maleje w sposób widoczny.

Obserwacje powyższe doprowadziły do rozwoju badań wzmacniaczy pracujących systemem kluczowania oraz układów kluczowanych stabilizatorów napięć zasilających.

We wspomnianej tu dziedzinie zastosowań, w kluczowanych układach elektronicznych wykorzystuje się aktywne elementy nieliniowe jedynie w charakterze komutatora, zwieracza lub klucza. Oznacza to, że elementy te pracują w dwu krańcowo różnych stanach odpowiadających albo całkowitemu przewodzeniu, albo odcięciu /zatkaniu/ przepływu prądu, a więc w pierwszym przybliżeniu bez żadnych faz pośrednich.

Przy pracy kluczowanej stan odpowiadający przewodzeniu elementu aktywnego uzy-

skiwany jest przez skokowe wprowadzenie go w nasycenie. Wówczas, przy przepływie prądu, spadek napięcia na elementach kluczujących w wielu przypadkach dla rachunków szacunkowych w pierwszym przybliżeniu może być pomijany.

W związku z powyższym straty występujące w elementach kluczujących będą małe i można oczekiwać, że sprawność energetyczna wzmacniacza klasy D, jak często nazywa się wzmacniacze kluczowane, może osiągnąć wartości niespotykanie wysokie w porównaniu do układów konwencjonalnych klasy A, B lub C.

Dopiero gdy we wzmacniaczu kluczowanym wystąpią znaczne prądy, a więc w warunkach pracy wzmacniacza mocy, naszkicowany tu model uproszczony okaże się nieprzydatny w rzeczywistym układzie i stanie się niezbędna analiza szczegółowa zachodzących w nim zjawisk. Jednak nawet i wówczas realnie uzyskiwane sprawności energetyczne są zazwyczaj bardzo wysokie [1], [2] i leżą w granicach 90 do 95%.

Poza cechą wysokiej sprawności energetycznej do zalet wzmacniaczy kluczowanych należy zaliczyć ich względną prostotę układową oraz wynikające z tego uproszczenie obsługi urządzeń, co ma istotne znaczenie w porównaniu do rozwiązań konwencjonalnych.

Wreszcie należy podkreślić związany i wynikający z przytoczonych cech wzrost niezawodności urządzeń.

Na obecnym etapie rozwoju techniki nadawczej obserwuje się możliwość co najmniej kilku rodzajów zastosowań układów wzmacniaczy kluczowanych. Jednym z nich, który nieco szczegółowiej tu omówimy, jest budowa rezonansowych wzmacniaczy mocy z wykorzystaniem tranzystorowych układów klasy D_{wcz}, przydatnych do bezpośredniego wytwarzania drgań w.cz. Drugim jest wykorzystanie wzmacniaczy kluczowanych do wzmacniania sygnałów o częstotliwościach akustycznych, a trzecim - zastosowanie układów kluczowanych w stabilizatorach napięć zasilających.

W drugim przypadku, przy wzmacnianiu sygnałów częstotliwości akustycznych konieczne się staje przekształcenie /konwersja/ tych sygnałów charakteru analogowego na ciąg kluczowanych impulsów o stałej częstotliwości repetycji /powtarzania/ i stałej amplitudzie, ale zmiennej w rytmie sygnałów akustycznych, szerokości tych impulsów.

Wytworzony po wspomnianej konwersji ciąg impulsów jest zwykle wzmacniany przez kaskadę wzmacniaczy coraz większej mocy, a np. we wzmacniaczach modulujących nadajnika radiofonicznego także przez lampowy wzmacniacz końcowy, pracujący również w klasie D_{mcz}. Występujący na jego wyjściu wzmocniony ciąg impulsów zawiera wiele składowych, a jak wykazuje analiza matematyczna, obejmuje składową stałą oraz normalny analogowy, odpowiednio wzmocniony sygnał wyjściowy, jak i określoną ilość ubocznych składników niepożądanych. Składniki te trzeba skutecznie wyeliminować. W związku z tym, w celu praktycznego wykorzystania tych układów w technice wzmacniaczy sygnałów akustycznych, należy zastosować konwersję odwrotną,

sprowadzającą się w tym przypadku do rozdzielenia sygnałów użytecznych od zakłócających.

Dzięki pracy kluczowanej użytych aktywnych elementów nieliniowych wzmacniacz klasy D_{mcz} odznacza się również, podobnie jak i wzmacniacz rezonansowy tego typu, wysoką sprawnością energetyczną.

Praktycznie uzyskiwane wartości tej sprawności sięgają często 90%, co stanowi wielkość zdecydowanie przewyższającą wartości możliwe do osiągnięcia np. w szeroko rozpowszechnionych wzmacniaczach modulujących klasy B w nadajnikach radiofonicznych.

Dobra sprawność energetyczna wzmacniaczy kluczowanych oraz ich dalsze zalety spowodowały wszczęcie szeregu prac badawczych nad tymi układami i po wyjaśnieniu licznych wyłaniających się przy wdrażaniu przemysłowym problemów doprowadziło do technicznego opanowania zagadnienia.

W dalszym ciągu niniejszej pracy zostaną nieco bliżej omówione osiągnięte w tej dziedzinie rezultaty i wyciągnięte odpowiednie wnioski praktyczne.

2. ZAKRES ZASTOSOWAŃ KLUCZUJĄCYCH ELEMENTÓW NIELINIOWYCH

W interesującym nas zakresie zastosowań na obecnym etapie rozwoju technologii produkcji, jako aktywne kluczujące elementy nieliniowe mogą wchodzić w rachubę głównie tranzystory i lampy katodowe. W kluczowanych stabilizatorach napięć zasilających większych mocy znajdują również zastosowanie tyrystory.

Z ogólnie znanych powodów, w układach techniki nadawczej, głównym czynnikiem wpływającym na zawężenie stosowalności tranzystorów jest ich ograniczona moc wyjściowa. Częstotliwości graniczne natomiast pozwalają na pracę kluczowaną, w stosowanych w radiofonii zakresach fal długich i średnich, bez ograniczeń. Jednak w zakresach krótkofalowych, w miarę wzrostu częstotliwości, czas przełączania uzyskiwany przez tranzystory, a liczony od stanu przewodzenia do stanu odcięcia, zaczyna odgrywać coraz istotniejszą rolę. Powstające zniekształcenia powodują zmianę kwadratowych impulsów wyjściowych omawianych wzmacniaczy do postaci trapezowej. W związku z tym uzyskiwana sprawność maleje i cel stosowania wzmacniacza kluczowanego staje się problematyczny.

Lampy katodowe natomiast, jako aktywne elementy kluczujące pomimo tego, że wydawałoby się iż mogą dostarczyć sygnałów o niewspółmiernie większych mocach od tranzystorów i pracować impulsami o wielkich częstotliwościach, odznaczają się jednak stosunkowo dużą pojemnością wyjściową C_{ak}. Pojemność ta bezpośrednio boczniikuje zaciski "klucza", a poza tym lampy większej mocy normalnie pracują przy stosunkowo wysokim napięciu zasilania anody, wynoszącym kilka do kilkunastu kV.

Należy pamiętać, że przy kluczowaniu w stanie odcięcia lampy jej pojemność wyjściowa ładuje się do pełnego napięcia zasilania U_{ao} wzmacniacza, a równocze-

śnie w procesie komutacji pojemność ta jest zwierana cyklicznie, co okres drgań w.cz. Zwarcie to następuje poprzez jej rezystancję przewodzenia. W związku z tym w czasie komutacji przy przechodzeniu w stan przewodzenia "klucza" pojemność C_{ak} ulega gwałtownemu rozładowaniu poprzez lampę. Zważywszy częstotliwość kluczowania, wartość pojemności wyjściowej lampy i napięcia zasilania widzimy, że dla typowych, interesujących radiofonię warunków należy się liczyć ze znacznym wydatkiem energii zamienianej na ciepło w postaci strat w anodzie lampy kluczującej. Straty te są zwykle określane jako straty komutacyjne elementu aktywnego.

Ponieważ zarówno napięcie zasilania jak i pojemność wyjściową lampy, dla wymaganej mocy urządzenia, konstruktor może tylko nieznacznie obniżyć, pozostaje więc ostatni czynnik decydujący o wartości strat, jakim jest częstotliwość kluczowania. Z powyższego wynika nieuchronnie znaczne ograniczenie możliwych zastosowań lamp nadawczych w układach klasy D. Wniosek ten oznacza praktycznie, że jak dotąd lampowe wzmacniacze klasy D, wielkiej mocy, mogą być bez trudności realizowane jedynie dla sygnałów o małych częstotliwościach, leżących w granicach do ok. 100 kHz.

3. KLUCZOWANE WZMACNIACZE W.CZ.

Jeszcze w 1959 roku opublikowano [3] dwa podstawowe, kluczowane układy samowzbudnych generatorów rezonansowych w.cz., określonych przez ich autora jako pracujące w klasie D. Była to propozycja nie spotykana dotąd. Układy te prowadziły do wytworzenia drgań sinusoidalnych w obwodach rezonansowych pobudzanych komutowanym przebiegiem prądu lub napięcia, w warunkach niezbędnych do zapewnienia optymalnej sprawności energetycznej.

W urządzeniach nadawczych przede wszystkim interesują nas układy rezonansowych wzmacniaczy mocy.

Z poprzednio przytoczonych rozważań wynika, że jako aktywne elementy nieliniowe najczęściej mogą w takich wzmacniaczach znaleźć zastosowanie tranzystory o możliwie dużych prądach kolektorowych. Obecna technologia produkcji pozwala na wykonywanie elementów przeznaczonych do tych celów, o maksymalnym prądzie rzędu 20 A. Dla takich elementów nawet przy wielkiej częstotliwości i dość znacznych pojemnościach wyjściowych /leżących w granicach 200 pF/ napięcie zasilania będzie na ogół na tyle niskie, że uzyskiwane w rezonansowych wzmacniaczach klasy D_{wcz} przy komutacji przebiegi mogą być jeszcze w zakresie fal średnich traktowane jako kwadratowe, a występujące straty komutacyjne, w pierwszym przybliżeniu pominięte.

W związku z tym tranzystorowy i przeciwsobny wzmacniacz klasy D_{wcz}, o komutowanym napięciu, który zyskał pośród możliwych układów tego typu największe rozpowszechnienie dzięki dobremu wykorzystaniu elementów aktywnych, najczęściej jest użytkowany w układzie przedstawionym na rys. 1[x/].

Charakterystyczne w tym układzie jest to, że do pobudzenia drgań w obwodzie strojonym wykorzystuje się uzyskany przez kluczowanie kwadratowy przebieg napięcia przykładany do zacisków szeregowego obwodu LRC, dostrojonego do częstotliwości komutacji.

Jak ze schematu widać, jest to szeregowo-przeciwsobny układ odznaczający się tym, że komutacja stanu przewodzenia obu tranzystorów następuje w chwili, gdy prąd przez nie płynący jest bliski zeru. Równocześnie w stanie odcięcia napięcie na elemencie komutującym nie przewyższa wartości napięcia zasilającego U_{co}. Powyższe własności stanowią cenne zalety omawianego układu.

Dla omówienia sposobu jego pracy dogodnie jest zastąpić oba tranzystory T1 i T2 symbolami kluczy, dzięki czemu uzyskuje się bardziej przejrzysty rysunek układu wzmacniacza /rys. 2a/.

Oba tranzystory w tym układzie są sterowane przeciwsobnie w bazach napięciem sinusoidalnym lub prostokątnym w ten sposób, aby każdy z nich na przemian wprowadzić w stan nasycenia lub odcięcia, trwający kolejno T/2 częstotliwości roboczej.

Częstotliwość sterująca procesem komutacji musi ściśle odpowiadać częstotliwości rezonansowej drgań własnych szeregowego obwodu LRC układu. Określa ją znana zależność

$$f_r = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{/\Sigma r/^2}{4L^2}} \qquad /1/$$

gdzie: L - indukcyjność szeregowego obwodu drgań,
C - pojemność szeregowego obwodu drgań,
Σr - suma rezystancji szeregowego obwodu drgań.

Oba kluczujące tranzystory powodują na przemian cykliczne ładowanie i rozładowanie kondensatora o pojemności C obciążonego obwodem drgań. Ładowanie tego kondensatora odbywa się poprzez tranzystor T1 ze źródła prądu stałego U_{co}.

W czasie komutacji na zaciskach "xy" układu z rys. 1 występuje napięcie o przebiegu kwadratowym i amplitudzie w przybliżeniu równej U_{co}. Ponieważ do tych zacisków układu dołączony jest szeregowy obwód drgań, dostrojony do częstotliwości komutacji, więc w rezonansie napięć przedstawia on sobą najmniejszą możliwą

---

x/ Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

impedancję równą rezystancji Σr, na której występuje składowa podstawowa kwadratowego przebiegu napięcia. Pozostałe składowe harmoniczne są silnie tłumione przez obwód. Zgodnie z rozkładem Fouriera wartość amplitudy napięcia składowej podstawowej określa zależność

$$U_{wcz} = \frac{2}{\pi} \cdot U_{co} \qquad /2/$$

Jak wyraźnie wynika z układu na rys. 2a/, na tranzystorze odciętym w czasie komutacji pojawia się na przemian napięcie kwadratowe o wartości U_{co}, co stanowi własność specyficzną wzmacniacza szeregowo-przeciwsobnego klasy D_{wcz} i w przypadku stosowania tranzystorów jest podstawową zaletą układu.

W omawianym wzmacniaczu impulsy prądu I_{cmaxT}, płynące przez oba tranzystory kluczujące, mają w uproszczeniu identyczny półsinusoidalny kształt, tworząc po złożeniu w rezystancji obciążenia użytecznego r_L normalny sinusoidalny przebieg prądu

$$I_{cmaxT} = I_{wcz} \qquad /3/$$

Przebiegi napięć i prądów w.cz. wzmacniacza klasy D_{wcz} o komutowanym napięciu, przedstawione na rys. 3, możemy przyjąć za sinusoidalne, ponieważ zakładamy, że dobroć $Q = \frac{\omega L}{\Sigma r}$ obwodu drgań, dostrojonego do częstotliwości drgań własnych, jest dostatecznie duża /$Q \geqslant 10$/.

Zakładając w uproszczeniu, że obwód ten pracuje bez strat, możemy moc wyjściową wzmacniacza określić zależnością

$$P_{1T} = \frac{1}{2} I_{wcz} U_{wcz} = \frac{1}{\pi} I_{wcz} U_{co} = 0{,}203 \frac{U_{co}^2}{r_L} \qquad /4/$$

gdzie r_L - jest rezystancją obciążenia użytecznego wzmacniacza. Zależność /4/ jest słuszna, gdyż amplituda prądu w.cz. płynącego w szeregowym obwodzie drgań jest równa półsinusoidalnemu impulsowi prądu płynącemu w tranzystorze T1, który ładuje raz na okres T kondensator tego obwodu ze źródła U_{co} zasilającego wzmacniacz. Prąd w obwodzie

$$I_{wcz} = \frac{U_{wcz}}{r_L} \qquad /5/$$

Moc dostarczona do wzmacniacza ze źródła zasilania wyniesie:

$$P_o = I_{co} \cdot U_{co} = \frac{I_{cmaxT}}{\pi} \cdot U_{co}, \quad \text{gdzie } I_{co} = \frac{I_{cmaxT}}{\pi} \qquad /6/$$

gdyż jest to średnia wartość półsinusoidalnego impulsu prądu za cały okres.

Ze względu na przyjęte na wstępie założenie upraszczające układ pracuje bez strat.

W warunkach rzeczywistych wartości napięcia w.cz. będą dla tego wzmacniacza nieco niższe. Trzeba bowiem uwzględnić zarówno spadki napięcia na rezystancji zastępczej kluczującego tranzystora przy przewodzeniu prądu, jak i straty w samym obwodzie drgań. Układ uwzględniający te wielkości podaje rys. 2b/.

Sprawność energetyczną rzeczywistego wzmacniacza klasy D_{wcz} określa zależność

$$\eta = \frac{r_L}{\sum r} \qquad /7/$$

Z zależności /4/ wynika, że przez prostą modulację amplitudową napięcia zasilania U_{co} wzmacniacza klasy D_{wcz} można oczekiwać łatwego uzyskania potrzebnej w radiofonii modulacji nadajnika. Okazało się jednak, że w tych układach przy próbach wprowadzenia modulacji amplitudowej występuje szereg zjawisk ubocznych na tyle szkodliwych, iż niweczy pierwotne zamierzenia.

Opracowany i opatentowany w IŁ układ samoczynnej kompensacji przesterowania wzmacniacza rezonansowego klasy D_{wcz} umożliwia opanowanie tych zjawisk i uzyskanie wymaganych w radiofonii parametrów jakościowych procesu modulacji amplitudowej [4].

Jako wzmacniacza modulującego wzmacniacz klasy D_{wcz} w zasadzie można użyć dowolnego wzmacniacza m.cz.; jednak z wielu względów, zwłaszcza samoczynnego ograniczania ewentualnych przemodulowań, co w układach tranzystorowych ma szczególnie istotne znaczenie, oraz dogodnej w przebiegu charakterystyki amplitudowo-fazowej całości modulatora można zalecić użycie nietypowego rozwiązania układowego [5]przedstawionego poniżej.

Ponieważ zasilanie kolektorów modulowanego wzmacniacza klasy D_{wcz} zwykle odbywa się ze stabilizowanego zasilacza, to w szereg z jego głównym przewodem wyjściowym włącza się tranzystor wzmacniacza modulującego, spełniający rolę zmiennej w takt sygnałów akustycznych rezystancji. Uproszczony układ takiego wzmacniacza modulującego, oparty o rezystancyjno-analogową zależność napięcia zasilania od sygnałów akustycznych, przedstawia rys. 4.

Przebiegi wzajemne prądów w jego poszczególnych stopniach, przedstawione w funkcji amplitud przebiegu sygnału modulującego, wyjaśnia rys. 5. Wynika z niego również cenna właściwość układu sprowadzająca się do uniemożliwienia przemodulowań nadajnika przy nieoczekiwanym i nadmiernym wzroście sygnału modulującego na wyjściu, gdyż we wzmacniaczu opisywanym występuje wówczas ograniczenie szczytów napięcia wyjściowego.

Sprawność energetyczna tego typu rozwiązania jest oczywiście niewielka i odpowiada uzyskiwanej we wzmacniaczu klasy A. Mankament ten nie odgrywa jednak za-

sadniczej roli zważywszy niewielki poziom mocy, jaki jest w stanie oddawać tranzystorowy człon wzbudzający nawet większego nadajnika.

Jednak, jak wiadomo, współczesny stan technologii produkcji tranzystorów ogranicza moc wyjściową wzmacniaczy klasy D_{wcz}, omawianego typu, do kilkuset watów z jednej pary tranzystorów.

Stosując opracowaną ostatnio metodę[x/] sumowania mocy wyjściowej z kilku wzmacniaczy rezonansowych klasy D_{wcz}, granicę wspomnianą można jeszcze kilkakrotnie podwyższyć.

Jednak dla celów radiofonii jest to rozwiązanie, zwłaszcza pod względem mocy uzyskiwanej, na ogół niewystarczające i w związku z tym opracowano konstrukcje nadawcze o układzie hybrydowym. W układach tych tranzystorowy człon wzbudzający /wykorzystujący np. modulowany układ wzmacniacza klasy D_{wcz}/, będący w zasadzie małym nadajnikiem, użyty zostaje do wysterowania zmodulowanym sygnałem w.cz. rezonansowego wzmacniacza mocy, pracującego jako liniowy wzmacniacz klasy B na dużej lampie nadawczej.

W radiofonicznych układach nadawczych, przy opisanym rozwiązaniu, moce wyjściowe przy fali nośnej mogą osiągnąć poziom pojedynczych kilowatów.

Ze względu na wspomnianą współpracę tranzystorowego członu wzbudzającego z lampowym wzmacniaczem mocy, zwykle w nadajniku jako całości niezbędne jest zastosowanie pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Pętla ta obejmuje rezonansowy obwód nadajnika, detektor liniowy i łańcuch wzmacniaczy modulujących. W ten sposób koryguje się zniekształcenia nieliniowe, wnoszone przez lampę i zmniejsza poziom szumów w sygnale wyjściowym wzmacniacza mocy.

Ponieważ jednak pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego obejmuje w tych warunkach szereg stopni wzmocnienia, co wiąże się ze wzrostem opóźnienia fazy pomiędzy sygnałami na jej wejściu i wyjściu, więc dla uniknięcia samowzbudzenia niezbędne jest utrzymywanie tego opóźnienia poniżej granicy 180°. W tym celu łańcuch wzmacniaczy członu wzbudzającego nadajnika musi mieć odpowiednie wzmacniacze korekcyjne[xx/].

Należy podkreślić, że opisane powyżej nadajniki radiofoniczne realizowane w układzie hybrydowym, ze względu na stosowanie w stopniu końcowym liniowych wzmacniaczy klasy B, będą odznaczać się stosunkowo niską wypadkową sprawnością energetyczną całego zespołu. Rozwiązanie to ma jednak również zalety, gdyż może być opracowane konstrukcyjnie w bardzo prosty sposób i w rezultacie cały nadajnik poza elementami półprzewodnikowymi, będzie zawierał tylko jedną lampę katodową.

Jak dotąd, nadajników radiofonicznych większej mocy wykorzystujących bezpo-

---

x/ Porównaj [3]

xx/ Porównaj [5].

średnio układy klasy D_{wcz} nie zrealizowano, choć w literaturze technicznej występują opisy układów lampowych, o złożonej budowie obwodów w.cz., pracujących ze ściśle kontrolowanym rozstrojeniem w stosunku do częstotliwości roboczej. Układy te opracowano dla opanowania zjawiska wspomnianych tu wcześniej strat komutacyjnych, charakterystycznych przy pracy takich układów [6].

Zagadnienie wykorzystania układów klasy D_{wcz} przy dużych mocach stosowanych powszechnie w radiofonii jest nadal otwarte, a perspektywa osiągnięcia wysokiej sprawności energetycznej, właściwej tym układom, będzie niewątpliwie bodźcem do dalszych badań w tym kierunku.

4. KLUCZOWANE WZMACNIACZE MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Jak wspomniano we wprowadzeniu do niniejszego artykułu, drugim rodzajem zastosowań układów wzmacniaczy kluczowanych w technice nadawczej jest wykorzystanie ich do wzmacniania sygnałów o częstotliwościach akustycznych.

Związany z tym proces przekształcania analogowych sygnałów modulujących na ciąg impulsów o zmieniającej się w rytmie tych sygnałów szerokości, przy stałej amplitudzie i częstotliwości repetycji, nazywamy konwersją wstępną.

Uwzględniając problem kwantyzacji i związanych z tym zniekształceń występujących przy konwersji wstępnej, częstotliwość repetycji impulsów musi kilkakrotnie przewyższać górną częstotliwość graniczną pasma naturalnego sygnałów wzmacnianych. Zwykle odbiera się ją w granicach 70 kHz.

Jeden z prostszych układów dla uzyskania omawianej konwersji wstępnej przedstawiony jest na rys. 6. Zastosowano w nim, na wejściu, sumowanie analogowego sygnału modulującego /c/ z sygnałem trójkątnym /b/ o częstotliwości repetycji oraz wprowadzenie sygnału wypadkowego /d/ na komparator. W rezultacie sygnał wyjściowy komparatora, stanowiący ciąg impulsów typu PDM /e/, o symetrycznie modulowanej szerokości obu zboczy każdego z impulsów, może być bezpośrednio użyty do sterowania wzmacniacza kluczującego klasy D_{mcz}.

Wyidealizowany przebieg symetrycznej modulacji obu zboczy impulsu typu PDM przedstawiony jest na rys. 6f, gdzie przyjęto oznaczenia:

α - indeks modulacji, którego wartość zmienia się w granicach od zera do jedności, dla głębokości modulacji amplitudowej nadajnika w granicach m = 100% do m = 0%,

T_p - okres powtarzania ciągu impulsów typu PDM_{mcz},

k_o - względna szerokość niemodulowanego impulsu odpowiadająca stanowi fali nośnej,

$k_o/1+\alpha/T_p$ - szerokość impulsu w dodatnim szczycie modulacji,

$k_o/1-\alpha/T_p$ - szerokość impulsu w ujemnym szczycie modulacji,

W rezultacie w sygnałach typu PDM_{mcz} informacja odpowiadająca częstotliwości sygnału modulującego f_m zawarta jest w liczbie poszczególnych impulsów przypadających na jeden okres powtarzania, a informacja o amplitudzie sygnału modulującego w chwilowej i symetrycznej zmianie szerokości impulsów względem przebiegu kwadratowego, jaki odpowiada fali nośnej.

Amplituda ciągu impulsów monopolarnych PDM_{mcz} we wszystkich stopniach łańcucha wzmacniaczy, poczynając od konwersji wstępnej, powinna wystarczać do wysterowania aż do nasycenia każdego kolejnego elementu nieliniowego w celu uzyskania poprawnego przebiegu pracy kluczowanej ze stałą częstotliwością powtarzania impulsów f_p.

Kluczujący, niesymetryczny wzmacniacz końcowy łańcucha wzmacniaczy sygnałów PDM_{mcz}, klasyfikujemy jako pracujący w klasie AD_{mcz}.

Wzmacniacz taki może być wykorzystany w radiofonicznych układach nadawczych, jako wzmacniacz sygnałów modulujących, nałożonych na składową stałą występującą na rezystancji obciążenia użytecznego R_L.

W tym przypadku układ w działaniu nieco przypomina konwencjonalny wzmacniacz klasy A, z tym tylko, że dzięki kluczowanej pracy elementów nieliniowych uzyskiwana sprawność energetyczna jest niewspółmiernie wyższa.

Na rysunku 7 podano jeden z najprostszych układów omawianego wzmacniacza modulującego klasy AD_{mcz} w niesymetrycznym, jednolampowym rozwiązaniu dostosowanym do szeregowej modulacji amplitudowej konwencjonalnego wzmacniacza rezonansowego nadajnika radiofonicznego [9].

Sygnał wyjściowy takiego niesymetrycznego, kluczowanego wzmacniacza modulującego ma charakter monopolarny i w związku z tym zawiera składową stałą, wykorzystywaną w układzie szeregowej modulacji amplitudowej tego wzmacniacza do zasilania napięciem anodowym zarówno rezonansowego jak i modulowanego wzmacniacza mocy nadajnika, oraz składową zmienną o częstotliwości akustycznej do modulacji amplitudowej tego wzmacniacza; poza tym zawiera również liczne składowe impulsowe wyższych rzędów zgrupowane wokół harmonicznych tego sygnału. Ze zrozumiałych względów interesuje nas jedynie składowa stała i składowa podstawowa o częstotliwości akustycznej, natomiast cała reszta stanowi niepożądane sygnały zakłócające.

W celu wyodrębnienia z sygnału wyjściowego wzmacniacza tych obu interesujących nas składowych należy zastosować odwrotną konwersję sygnałów i przejść z systemu PDM_{mcz} ponownie na AM.

Zwykle operacji tej dokonuje się przez zastosowanie odpowiednio obliczonego filtru dolnoprzepustowego.

Opisany układ kluczującego wzmacniacza modulującego działa skutecznie dopóki moment przełączania następuje ściśle w chwilach, gdy amplituda fali nośnej prze-

chodzi przez zero. Warunek ten w radiofonii spełniony jest jedynie przypadkowo i kluczowanie następuje również w momentach, gdy amplituda fali nośnej różni się od zera. Stan taki powoduje wyzwolenie określonej energii magnetycznej w indukcyjności filtru konwersji odwrotnej /L_f, C_f rys. 7/, objawiające się powstawaniem przepięć proporcjonalnych do impedancji, w której energia rozprasza się. Ponieważ impedancja widziana przez filtr, przy odciętym elemencie kluczującym wzmacniacza AD_{mcz} jest nieograniczenie duża, na końcówkach więc wejściowych filtru przepięcie to w tych momentach może osiągać bardzo duże wartości z łatwością wystarczające do zniszczenia układu.

Wobec tego w każdym układzie kluczowanego wzmacniacza klasy AD_{mcz} zawsze stosuje się diodę ochronną DR. Dioda ta na czas odcięcia elementu kluczującego LM samoczynnie zwiera zaciski cewki filtru L_f ze źródłem zasilania U_{ao}. Wskutek tego powstający impuls przepięciowy jest do niego odprowadzany, a niepotrzebnie rozpraszaną energię przepięcia odzyskuje zasilacz, co zostało nazwane rekuperacją. Wskutek tego zjawiska chronimy układ od uszkodzeń.

Dioda rekuperacyjna spełnia równocześnie jeszcze jedną istotną funkcję, a mianowicie samoczynnie przełącza układ wzmacniacza na czas odcięcia elementu kluczującego, tak aby nie została przerwana droga prądów o częstotliwości akustycznej, płynących w rezystancji obciążenia.

W związku z wymaganym poziomem mocy fali nośnej, zwłaszcza większych nadajników radiofonicznych, jak już poprzednio wspomniano, jako elementy kluczujące w końcowym stopniu łańcucha wzmacniaczy modulujących w grę mogą wchodzić duże lampy elektronowe.

Lampa modulowanego wzmacniacza rezonansowego klasy C w nadajniku jest, przy niesymetrycznym układzie wzmacniacza modulującego klasy AD_{mcz} zasilana szeregowo z głównego prostownika w sposób kluczowany w katodzie, podobnie jak to się dzieje w nadajnikach radiokomunikacyjnych przy pracy telegraficznej. "Klucz" ten jest zwierany na dłużej lub krócej w rytmie sygnałów PDM_{mcz}. Napięcie zasilające głównego prostownika jest dwukrotnie wyższe od stosowanego normalnie w nadajnikach ze względu na szeregowe połączenie wzmacniaczy modulowanego i modulującego. W związku z tym katoda wzmacniacza modulowanego w.cz. leży na wysokim potencjale i wymaga zasilania poprzez specjalny transformator izolujący.

Dla narastającej dodatniej połówki sygnału modulującego, o częstotliwości akustycznej, szerokość impulsów wyjściowych wzmacniacza klasy AD_{mcz} stopniowo wzrasta, co powoduje również stopniowy wzrost chwilowego napięcia U_a zasilającego obwód anodowy rezonansowego wzmacniacza modulowanego. Przy połówce ujemnej sygnału modulującego występuje proces odwrotny. Impulsy PDM_{mcz} stają się coraz węższe. Możemy zatem napisać:

$$U_{aol} = k_o \, /1 \pm d/ \, U_{ao} \qquad /8/$$

Sposób działania całości układu wzmacniacza modulującego klasy AD_{mcz}, zbudowanego wg schematu uwidocznionego na rys. 8, w wersji tranzystorowej zostanie tu pokrótce omówiony.

Prąd i_f o częstotliwości akustycznej, płynący w cewce indukcyjnej L_f filtru dolnoprzepustowego L_f C_f, doprowadzany jest impulsowo ze źródła zasilania w rytmie sygnałów PDM_{mcz}. Prąd ten płynie poprzez tranzystor kluczujący T1 w chwilach jego przewodzenia kT_p. W następnym odcinku czasu okresu powtarzania impulsów $/1 - k/.T_p$ tranzystor T1 jest odcięty, a prąd i_f może być nadal podtrzymywany w układzie jedynie przez wzbudzoną na skutek komutacji siłę przeciwelektromotoryczną samoindukcji cewki L_f. Aby ten stan mógł nastąpić w układzie wzmacniacza, źródło zasilania i_f powinno zostać przełączone. Dzieje się to samoczynnie, dzięki diodzie DR, której kierunek polaryzacji umożliwia, przy odciętym tranzystorze T1, dalszy przepływ prądu. Wskutek tego następuje odzysk energii i poprawia się sprawność układu. Równocześnie wskutek komutacji napięcie na odciętym T1 szybko osiąga wartość U_{co}, powodując ładowanie wyjściowej pojemności tranzystora komutującego.

W końcu okresu powtarzania impulsów tranzystor kluczujący na skutek impulsu sterującego w bazie znów staje się przewodzącym i w związku z tym jego pojemność wyjściowa ulega szybkiemu rozładowaniu.

Prąd i_f płynący w cewce filtru możemy uważać za równy prądowi obciążenia i_L. Łatwo możemy stwierdzić, że przebiegi prądu obciążenia i_L oraz napięcia u_L na zaciskach rezystancji zastępczej obciążenia R_L układu wzmacniacza modulującego klasy AD_{mcz} przy pełnej modulacji, czyli dla m = 100%, będą miały kształt odpowiadający odwzorowaniu na rys. 9.

W związku z tym całkowita moc oddawana przez wzmacniacz przy pełnej głębokości modulacji /α = 1/ i zaniedbaniu strat w układzie wyniesie:

$$P_{c\ całk} = P_o + P_L = \frac{U_{co}^2}{4R_L} + \frac{U_{co}^2}{8R_L} = \frac{3}{8} \cdot \frac{U_{co}^2}{R_L} \qquad /9/$$

gdzie P_o - jest mocą składowej stałej, występującej przy początkowej szerokości impulsów k_o, odpowiadającej zasilaniu rezonansowego wzmacniacza modulowanego przy fali nośnej,

P_L - jest średnią mocą składowej zmiennej, o częstotliwości sygnałów modulujących, przy szerokości impulsów zmieniającej się w granicach $k_o\ /1 \pm \alpha/$ dla $\alpha = 1$.

Średnią moc składowej zmiennej można również wyrazić z uwzględnieniem szerokości k impulsów, w postaci zależności:

$$P_L = k^2 \frac{U_L^2}{2R_L} = k^2 \frac{U_{co}^2}{8R_L} \qquad /10/$$

z której wynika, że moc sygnałów wyjściowych o częstotliwościach akustycznych wzrasta z kwadratem względnej szerokości impulsów /k^2/.

We wzmacniaczu klasy AD_{mcz} chwilowa wartość prądu płynącego przez rezystancję obciążenia użytecznego R_L, przy zaniedbaniu strat, można wyrazić zależnością

$$i_L = k \cdot 2 \cdot I_o = 4 \cdot k \cdot I_{co} \qquad /11/$$

podobnie chwilową wartość napięcia na rezystancji obciążenia wyrazimy jako

$$u_L = i_L \cdot R_L = 2 \cdot k \cdot U_o = k \cdot U_{co} \qquad /12/$$

W związku z tym, uwzględniając znane zależności parametrów modulacji amplitudowej dla wzmacniacza klasy AD_{mcz} przy zaniedbaniu strat otrzymujemy następujące wyrażenia na wartości średnie:

	W warunkach fali nośnej	Przy pełnej modulacji
Prąd zasilania	$I_{co} = \frac{I_o}{2}$	$I_{cśr} = 1{,}5 I_{co} = 0{,}75\ I_o$
Moc zasilania	$P_{co} = I_{co} \cdot U_{co} = P_o$	$P_{cśr} = I_{cśr} \cdot U_{co} = 1{,}5\ P_o$
Moc wyjściowa dla syg. akust.	$P_L = 0$	$P_L = \frac{P_o}{2}$

W warunkach rzeczywistych, przy pracy modulującego wzmacniacza mocy klasy AD_{mcz} należy uwzględnić straty występujące przy przewodzeniu aktywnego elementu kluczującego oraz przy przewodzeniu diody rekuperacyjnej, jak i rezystancji uzwojeń cewki dolnoprzepustowego filtru konwersji odwrotnej.

Sprawność energetyczna w warunkach rzeczywistych może być wyrażona zależnością:

$$\eta' = \frac{R_L}{/R_L + r_f + r_c'/} \qquad /13/$$

O ile chcemy określić sprawność energetyczną wzmacniacza klasy AD_{mcz}, odniesioną wyłącznie do mocy sygnałów modulujących, to otrzymamy wyrażenie:

$$\eta'' = \frac{P'_L}{P'_{cśr} - P'_o} \qquad /14/$$

Jak z powyższych zależności widzimy, sprawność kluczowanego wzmacniacza modulującego klasy AD_{mcz} przedstawia wartość stałą w odróżnieniu od szeroko rozpowszechnionych, przeciwsobnych wzmacniaczy modulujących klasy B_{mcz}, gdzie sprawność jest prawie liniową funkcją głębokości modulacji nadajnika. Porównanie to uwidacznia rys. 10. Wynika z niego, że w eksploatacji nadajników radiofonicznych, gdzie średnie głębokości modulacji ze względów programowych na ogół są niewielkie i leżą w okolicy m.≈ 30%, można oczekiwać znacznie wyższych sprawności energetycznych przy układach kluczowanych aniżeli to jest możliwe dla tradycyjnych wzmacniaczy modulujących klasy B_{mcz}.

Równocześnie dzięki zastosowaniu niesymetrycznego układu monopolarnego wzmacniacza modulującego klasy AD_{mcz} zaoszczędza się kosztownego transformatora modulacyjnego w nadajniku.

Mankament sprowadzający się do konieczności izolacji katody lamp rezonansowego wzmacniacza modulowanego, wynikający z szeregowego układu modulacji, ostatnio został opanowany przez określoną modyfikację rozwiązania [12], [13] schematowego. We wzmacniaczach tranzystorowych, jak to wynika z rys. 8, kłopot ten nie występuje.

Natomiast w praktyce, w tego typu modulatorach pojawia się szereg problemów ubocznych, mających jednak w radiofonii duże znaczenie. Chodzi mianowicie o zwalczenie resztek impulsów o częstotliwościach ponadakustycznych, występujących już za filtrem dolnoprzepustowym. Resztki te w sposób istotny pogarszają stosunek sygnał/szum na wyjściu nadajnika.

Zagadnienie to zostało jednak również rozwiązane pomyślnie przez konstruktorów, a co więcej ze względu na nieistotny przy m.cz. problem strat komutacyjnych możliwą jest budowa sprawnych układów wzmacniaczy modulujących klasy D_{mcz} dużej mocy, sięgającej nawet setek kilowatów, opartych o wykorzystanie odpowiednich lamp nadawczych.

5. KLUCZOWANE STABILIZATORY NAPIĘĆ ZASILAJĄCYCH

Trzecim z omawianych w niniejszym artykule zastosowań układów kluczowanych w radiofonicznej technice nadawczej są stabilizatory napięć zasilających, niezbędnych zwłaszcza przy wszelkich urządzeniach tranzystorowych. Przede wszystkim chodzi tu o np. człony wzbudzające nadajników hybrydowych, a zwłaszcza w pełni tranzystorowe nadajniki radiofoniczne.

Jak ogólnie wiadomo, wykorzystanie tranzystorów w technice nadawczej wiąże się zwykle z maksymalnie dopuszczalnym obciążeniem napięciowym tych aktywnych e-

lementów nieliniowych. Stosowany tu margines bezpieczeństwa z natury rzeczy będzie niewielki. Specjalnie trudne warunki powstają dla tranzystorowych układów pracujących z modulacją amplitudową. Ze względu na to, że tranzystory nie znoszą żadnych przeciążeń, konstruktorzy urządzeń są zmuszeni do wybierania warunków ich zasilania położonych odpowiednio daleko od dopuszczalnej granicy. Wzrost niezawodności działania uzyskuje się głównie przez obniżenie mocy jednostkowej oddawanej przez tranzystor.

W takich warunkach, dla ochrony od wszelkich niespodzianek eksploatacyjnych i ułatwienia zachowania wymaganych parametrów elektrycznych układów tranzystorowych, powszechnie stosuje się stabilizację napięcia zasilania.

W miarę wzrostu mocy stosowanych urządzeń tranzystorowych problem sprawności energetycznej układów zasilających zyskiwał na znaczeniu.

Powszechnie, w technice laboratoryjnej, stosowane stabilizatory napięć zasilających o działaniu ciągłym, odznaczające się dużymi stratami w tranzystorze regulującym, musiały być zastąpione urządzeniami wydajniejszymi. Zrealizowano ten warunek przez zastąpienie układów o punkcie pracy tranzystora regulującego, umieszczonym na liniowym odcinku charakterystyki $I_c = f/u_{ce}/$, przez pracę kluczowaną.

Do regulacji napięcia wykorzystuje się tranzystory sterowane skokowo pomiędzy stanem odcięcia i nasycenia. Wtedy poprzez regulację czasu włączenia, gdy tranzystor jest nasycony, uzyskuje się stabilizację średniej wartości napięcia wyjściowego.

Jak z tych krótkich rozważań wynika, występują tu zagadnienia zbliżone do rozpatrywanych przez nas uprzednio w związku ze wzmacniaczami kluczowanymi klasy D_{mcz}. W obu przypadkach układy podstawowe są do siebie podobne. Ale kluczowane stabilizatory napięcia o działaniu impulsowym nie muszą spełniać wysokich wymagań stawianych wzmacniaczom modulującym /np. klasy AD_{mcz}/ na parametry jakościowe sygnałów wzmacnianych. Dla kluczowanych układów zasilających istotne jest tylko działanie stabilizujące przy zmianach obciążenia zewnętrznego, w granicach od zera do nominalnego. Poza tym układy te muszą zapewnić wymagany poziom tętnień stabilizowanego napięcia wyjściowego przy możliwie wysokiej sprawności energetycznej całości zasilacza.

Typowy układ takiego kluczowanego stabilizatora napięcia zasilającego przedstawiony jest w uproszczeniu na rys. 11.

Tranzystor regulujący stabilizatora zastąpiony jest na rysunku przez zwieracz ZW przełączany z częstotliwością powtarzania f_p. Zwieracz ten jest zamykany przez czas $T_{wł} = \gamma \cdot T_p$ i otwierany przez czas $T_{wył} = /1 - \gamma/T_p$. Średnie napięcie w punktach "xy" układu będzie w tych warunkach określone zależnością

$$U_{ośr} = \frac{T_{wł}}{T_p} U_{wej} \qquad /15/$$

Z powyższego wzoru wynika, że napięcie $U_{ośr}$ jest liniowo zależne od współczynnika γ. Przebieg napięcia za zwieraczem przy kluczowaniu w układzie z rys. 11 przedstawia w uproszczeniu rys. 12.

Jeżeli średni spadek napięcia na indukcyjności dławika L_f będzie mały, czyli jego rezystancja będzie niska, to stałe napięcie U_o występujące na obciążeniu stabilizatora będzie w przybliżeniu równe średniej wartości napięcia występującego między punktami "xy".

Zmieniając wartość współczynnika wypełnienia impulsu γ można na obciążeniu R_o w sposób płynny regulować wartość napięcia wyjściowego U_o. Zaniedbując straty w układzie zakres regulacji może być zawarty nawet w granicach od 0 do U_{wej}.

Rola pozostałych elementów w układzie stabilizatora jest następująca: kondensator C zmniejsza dynamiczną impedancję źródła zasilania, dławik L_f i kondensator C_f tworzą filtr wygładzający tętnienia napięcia wyjściowego U_o. Dioda D zamyka obwód rozładowania przepięcia na dławiku L_f, pojawiającego się w momentach $T_{wył}$ tranzystora regulującego stabilizatora.

W rzeczywistych układach, omówionych obszernie w literaturze zagadnienia [14], tranzystor kluczujący sterowany jest przez przerzutnik lub generator impulsów prostokątnych o modulowanym wypełnieniu, w układach zbliżonych do uprzednio omówionych przy tworzeniu sygnału typu PDM. Realizacja pętli sprzężenia zwrotnego, warunkująca działanie stabilizacyjne w układzie zasilacza, przebiega w sposób podobny, jak w klasycznych układach stabilizatorów o działaniu ciągłym.

Skomplikowanie układu stabilizatora impulsowego oraz górna granica mocy, jaką w związku z tym można uzyskać stosując dostępne tranzystory regulujące, leży w granicach rzędu kilku kW. Uzyskiwana sprawność energetyczna urządzeń dochodzi do 60%, a nawet około 70% w niektórych przypadkach.

Przy jeszcze większych mocach tranzystorowe ukiady są zastępowane stabilizatorami tyrystorowymi. Opis działania tych urządzeń przekracza jednak ramy niniejszego opracowania i zainteresowanych należy skierować do obszernej literatury tyczącej tego działu zagadnień.

6. PODSUMOWANIE

Z podanego powyżej przeglądu możliwości zastosowań układów kluczowanych w budowie nowoczesnych nadajników radiofonicznych wynika, że:

a/ wzmacniacze wielkiej częstotliwości, jak dotąd, mogą być realizowane tylko w wersji tranzystorowej. Warunek ten ogranicza ich moc wyjściową, przy fali noś-

nej, do rzędu jednego kilowata, ale przy osiąganej bardzo wysokiej sprawności energetycznej [10].

b/ Stosując układy hybrydowe, tranzystorowo-lampowe możliwe jest zwiększenie mocy fali nośnej nadajnika do rzędu pojedynczych kilowatów, przy górnej granicy nie przekraczającej poziomu 10 kW. Należy podkreślić, że rozwiązanie to wobec stosowania jednolampowego, liniowego wzmacniacza klasy B_{wcz} powoduje znaczne obniżenie wypadkowej sprawności energetycznej, ale konstrukcyjnie jest bardzo proste i doskonale nadaje się do budowy urządzeń bezobsługowych [5] pracujących ze zdalnym sterowaniem.

c/ Wzmacniacze małej częstotliwości mogą być realizowane zarówno w wersji tranzystorowej, jak i lampowej. W tej ostatniej w zasadzie bez ograniczeń mocy wyjściowej i wówczas mogą stanowić wysokosprawny energetycznie wzmacniacz modulujący konwencjonalnego nadajnika. Rozwiązanie takie w powiązaniu z rezonansowymi wzmacniaczami klasy C_{wcz} o podwyższonej sprawności, uzyskanej np. przez wykorzystanie obwodów trzeciej harmonicznej, jako wzmacniaczami modulowanymi, pozwalać może na realizację nowoczesnego nadajnika radiofonicznego dużej mocy o najwyższej, osiąganej jak dotąd sprawności energetycznej całego zespołu [11].

d/ Kluczowane stabilizatory napięcia zasilania na tranzystorach pracują z dobrą sprawnością i mogą być realizowane do mocy rzędu pojedynczych kilowatów. Przy większych mocach wchodzą w grę układy tyrystorowe.

Aktualnie na rynku światowym szereg poważnych producentów nadajników radiofonicznych dużej mocy oferuje urządzenia, w których wykorzystano układy kluczowanych wzmacniaczy klasy D_{mcz} w modulatorach, dzięki czemu uzyskano dobre parametry energetyczne całego zestawu nadajnika [9], [12] i [13].

7. WYKAZ LITERATURY

1. Osborn M.R.: Design of tuned transistor amplifiers. Electronic Eng. 1968 r.
2. Sypniewski St.: Rozprawa doktorska pt. "Analiza pracy stopnia końcowego nadajnika radiofonicznego, wykorzystującego układy klasy D we wzmacniaczu rezonansowym i modulatorze". Warszawa: Ił 1976 r.
3. Baxandall P.J.: Transistor sine-wave LC oscillators. Proc. IRE 1959 r.
4. Sypniewski St.: Amplitudowa modulacja tranzystorowych wzmacniaczy rezonansowych klasy D. Prace Ił, 1975, nr 2.
5. Sypniewski St.: Tranzystorowy człon wzbudzający nadajnika radiofonicznego z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Prace Ił 1975 nr 3.

6. Artym A.D.: Ključevyje generatory garmoničeskich kolebanij. Leningrad: Energia 1972 r.

7. Vackar J.: Rekuperační zasilovač. Slaboproud. Obzor 1958 nr 19.

8. Miller C.H.: High efficiency amplification using with modulated pulses. Proc.IREE Australia 1964 nr 5.

9. Swanson H.: The pulse duration modulation, a new method of high level modulation in broadcasting transmitters.IREE Trans. 1971 r.

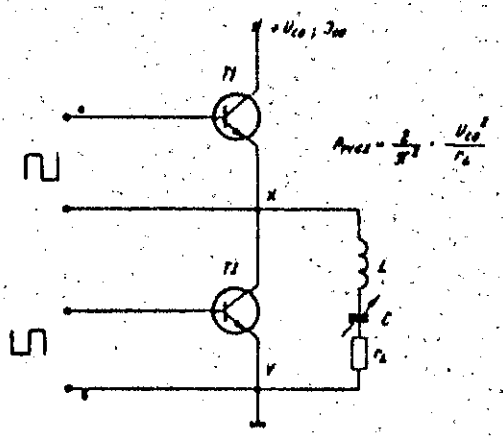
10. "Harris": Eindrüke von der Internationalen Broadcasting Convention. London 1976. Rundfunktech. Mitt. 1976 r.

11. Gschwindt A.: Some reflections regarding the design of futur amplitude modulated sound broadcasting transmitters. EBU Rev. 1971 r.

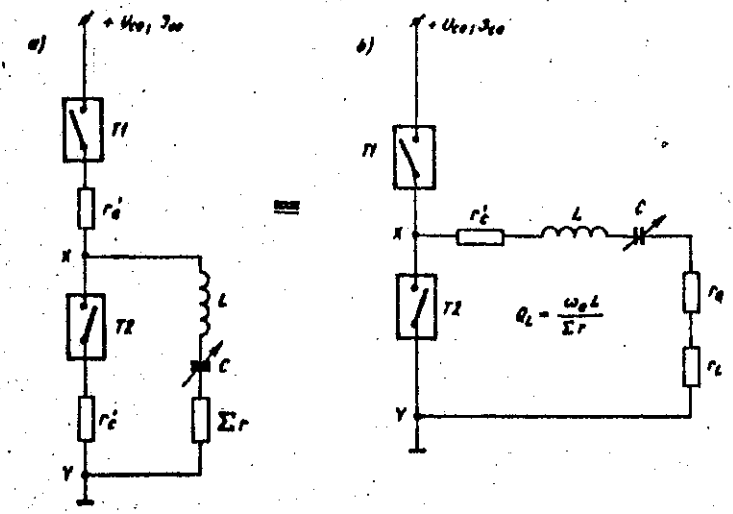
12. "AEG - Telefunken": Nach Redaktionsschluss. Funkschau 1976 r.

13. Wysocki B.: PDM Verfahren System Telefunken mit hohem Wirkungsgrad. Nachrichten Elektronik 1976 r.

14. Pełczyński B., Stefański W.: Półprzewodnikowe stabilizatory napięcia i prądu stałego. Warszawa. Wydawnictwo Min. Obrony Nar. 1967 r.

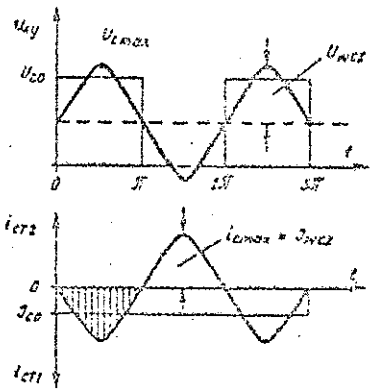


Rys. 1. Uproszczony układ przeciwsobnego wzmacniacza rezonansowego klasy D_{wcz} o komutowanym napięciu przy zaniedbaniu strat



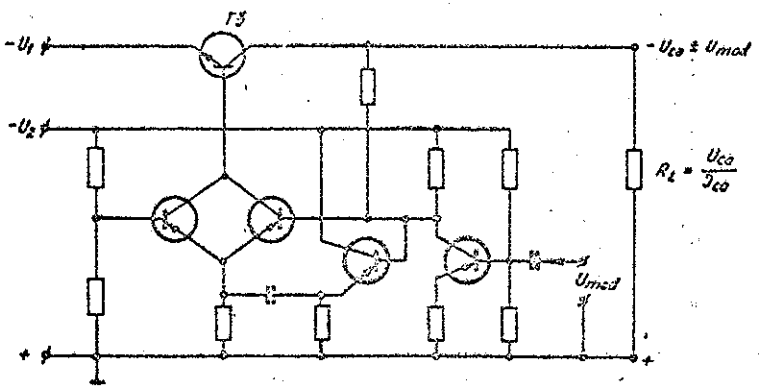
Rys. 2. Odwzorowanie wzmacniacza klasy D_{wcz} wg rys. 1 z uwzględnieniem rezystancji zastępczych strat

r'_c - rezystancja zastępcza strat tranzystorów kluczujących, r_Q - rezystancja zastępcza strat biernych elementów obwodu rezonansowego, r_L - rezystancja obciążenia użytecznego, Σr - suma rezystancji w szeregowym obwodzie rezonansowym.

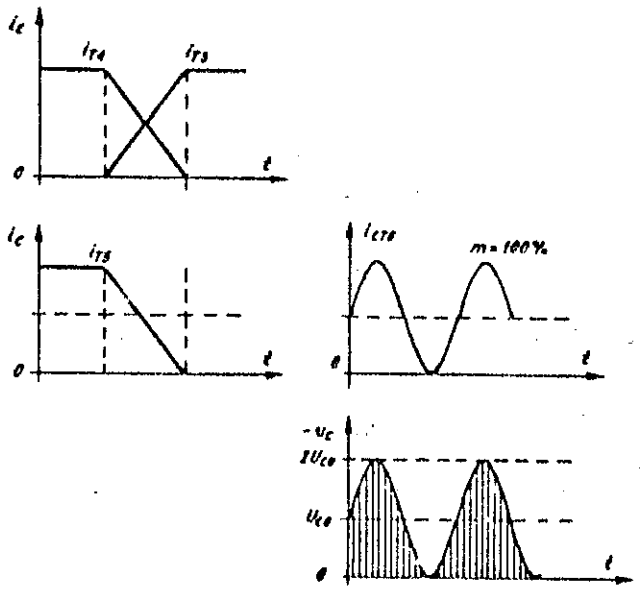


$$U_{wcz} = \frac{2}{\pi} U_{co}; \quad I_{co} = \frac{I_{cmax}}{\pi}; \quad P_{co} = I_{co} \cdot U_{co}$$

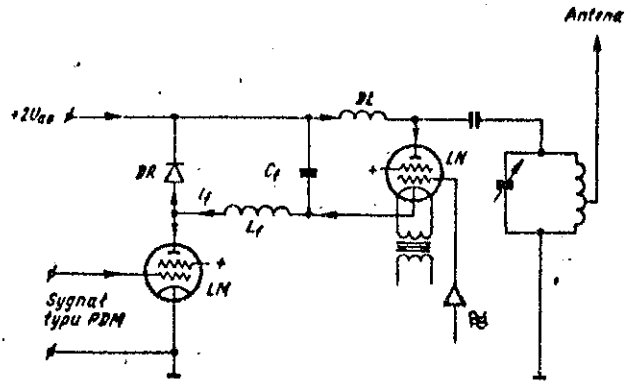
Rys. 3. Przebiegi napięcia i prądu we wzmacniaczu klasy D_{wcz} o komutowanym napięciu wg rys. 1 bez uwzględnienia strat w układzie



Rys. 4. Uproszczony układ rezystancyjno-analogowego wzmacniacza modulującego

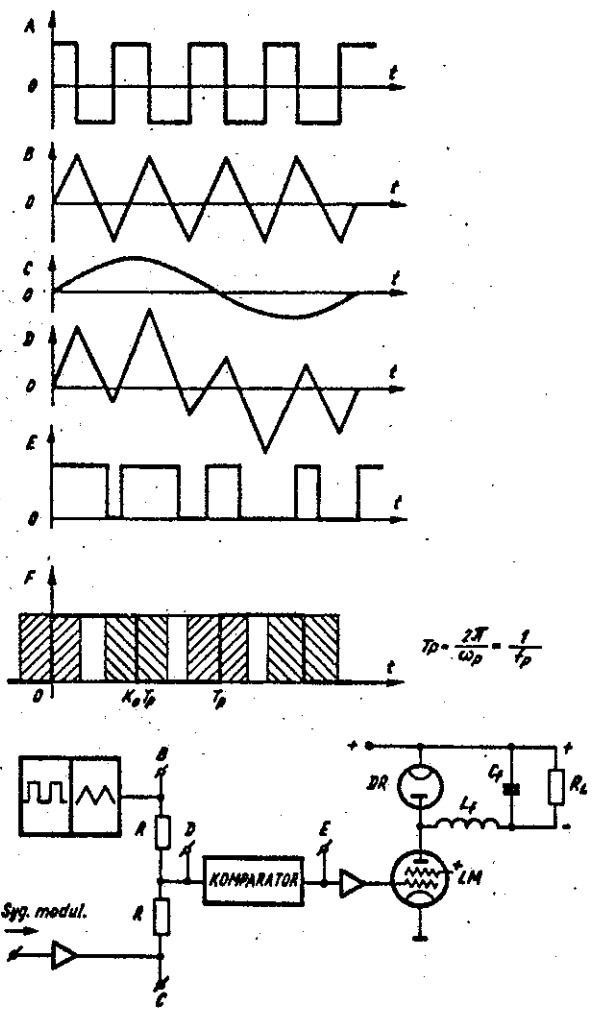


Rys. 5. Zestawienie przebiegów prądów i napięć w układzie wzmacniacza modulującego wg rys. 4

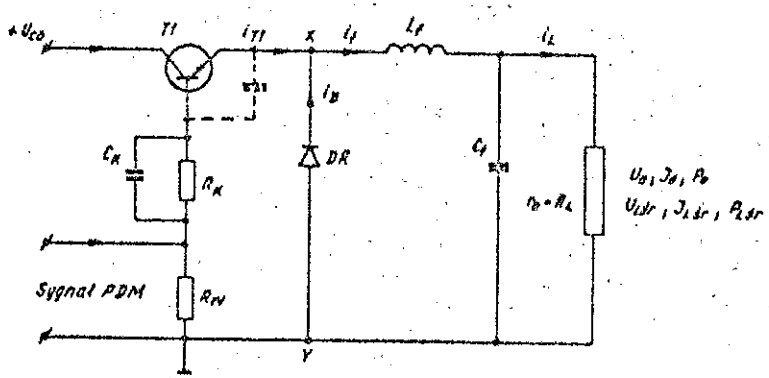


Rys. 7. Uproszczony układ jednolampowego wzmacniacza modulującego /LM/ klasy D_{mcz} wraz ze wzmacniaczem modulowanym w.cz. /LN/ klasy C nadajnika radiofonicznego w przypadku szeregowej modulacji amplitudowej

C_f, L_f - wyjściowy dolnoprzepustowy filtr wzm. modulującego, DR - dioda rekuperacyjna, LM - lampa modulującego wzm. klasy D_{mcz}, LN - lampa modulowanego wzm. rezonansowego klasy C nadajnika

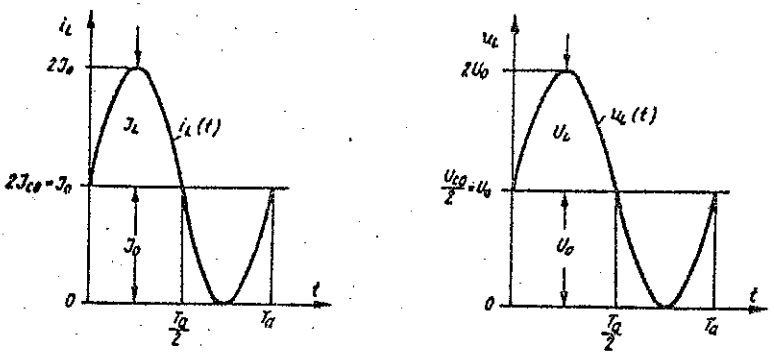


Rys. 6. Zasada tworzenia ciągu impulsów typu PDM przy konwersji wstępnej sygnału modulującego

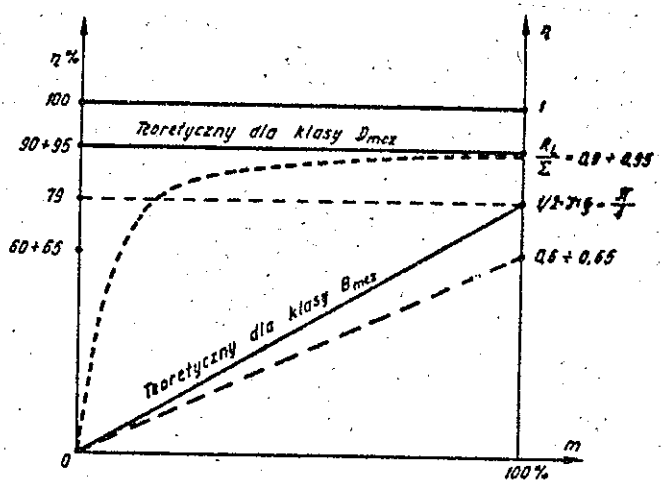


Rys. 8. Uproszczony układ tranzystorowego wzmacniacza modulującego klasy AD_{mcz} obciążony rezystancją zastępczą $R_L = r_o$ odpowiadającą układowi wzmacniacza modulowanego w.cz widzianemu od strony zasilania przy modulacji amplitudowej

C_f, L_f - dolnoprzepustowy filtr wyjściowy wzmacniacza, T1 - tranzystor wzmacniacza modulującego, DR - dioda rekuperacyjna, r_o - rezystancja zastępcza od strony zasilania wzm. w.cz.



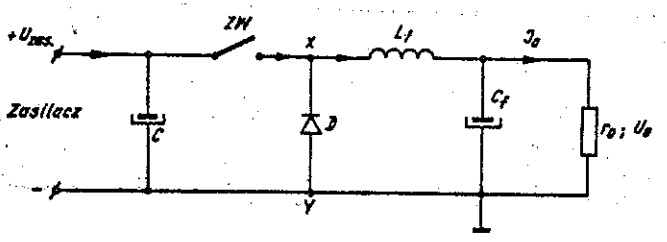
Rys. 9. Kształt przebiegu prądu $i_L/t/$ oraz napięcia $u_L/t/$ występujący we wzmacniaczu modulującym typu PDM_{mcz} klasy AD_{mcz} na rezystancji obciążenia R_L przy pełnej modulacji nadajnika, czyli dla $\alpha = 1$



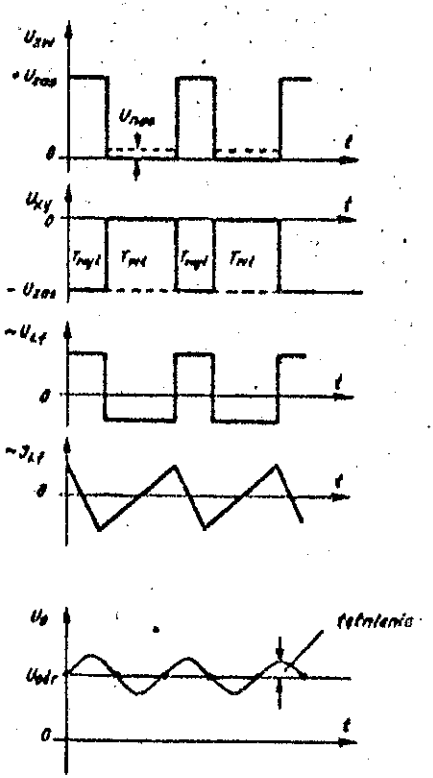
Rys. 10. Porównanie przebiegu sprawności wzmacniaczy modulujących klasy D_{mcz} oraz B_{mcz} przedstawionego w funkcji m %

——— przebiegi teoretyczne

– – – – przebiegi osiągane praktycznie



Rys. 11. Uproszczony układ kluczowanego stabilizatora napięcia zasilania



Rys. 12. Przebiegi napięć i prądów w układzie stabilizatora kluczowanego wg rys. 11