

HF AMPLIFIERS TEORIA I PRAKTYKA

UR5LCV – I.L. ZELDIN, UR8LA – W.G.MARCYN, UR5LAC- W.W.MORGUL, WY6DX – B.G. TRIASORUKOW

Wydawnictwo TORNADO Charków 2001 rok.

Tłumaczył w. Grabowiecki SP3SUZ (październik 2024)

Szkic roboczy

SPIS TREŚCI:

Przedmowa

Wprowadzenie

Konstrukcja i praca lamp

Klasa A

Klasa AB

KLASY BCD

ŹRÓDŁA ZASILANIA

Transformatory

Prądy uzwojeń transformatorów

Prostowniki

Filtry wygładzające

Kondensatory filtrów

Regulacja napięcia anodowego

Układ startowy zespołu zasilania

Polaryzacja siatki(sterującej)

Zasilanie siatki ekranowej (drugiej)

ZAPEWNIENIE BEZPIECZNEJ PRACY WZMACNIACZA

Ochrona obwodu anody od przepięcia.

Ochrona lamp z żarzeniem pośrednim

Zabezpieczenie obwodów wysokiego napięcia.

Bezpieczniki

Wykorzystanie półprzewodników

OBWODY WEJŚCIOWE WZMACNIACZA

Optymalizacja napięcia sterującego

Wspólna siatka czy katoda?

Strojenie obwodów wejściowych

Strojenie obwodów wejściowych wzmacniacza klasy AB2 z uziemioną siatką

ELEMENTY W.CZ. OBWODU WYJŚCIOWEGO

Schematy obwodów „PI”

Zjawisko naskórkowości i obciążenie prądowe

Srebro i jego właściwości

Dławik anodowy w.cz.

Kondensatory i prąd w.cz.

Obliczenie wielkości pojemności blokujących

Wysokonapięciowe kondensatory separujące

Obszar pracy

Ochrona siatki ekranującej

STABILIZACJA W ZAKRESIE UKF

Obwody parazytowe we wzmacniaczach

Tłumienie samowzbudzenia

Podstawowe metody walki z rezonansami parazytowymi

Szczegółowe wskazówki przy budowie wzmacniacza mocy.

Dobór optymalnego dławika anodowego

Przewodniki o niskiej dobroci

Jak i dlaczego (szybko) pracuje dławik anodowy

Obliczenia obwodów tłumiących samowzbudzenie

Ocena efektywności działania poszczególnych metod tłumienia samowzbudzenia na UKF

Strojenie obwodów neutralizacji

SPRAWDZENIE PRACY WZMACNIACZA MOCY

Strojenie wzmacniacza mocy

Zakłócenia sygnałów we wzmacniaczu

UKŁADY POMOCNICZE

ALC

Przełączniki

Przełączniki na diodach P-I-N.

PRZEDMOWA.

Drogi czytelniku!

Idea napisania tej książeczki powstała na początku 2001 roku, po tym jak postanowiłem zbudować prosty wzmacniacz na czterech lampach typu 811, na miejsce używanego od 15 lat wzmacniacza na GU74B. Przeważało to że dla G811 nie trzeba używać tylu elementów, brak napięć siatki i ekranu no i szybka gotowość wzmacniacza do pracy, około 5 sekund od chwili włączenia zamiast 3 do 4 minut jak przy wzmacniaczu na GU74B. Budując nowy wzmacniacz zderzyłem się z potężną masą kłopotów, opisanym w tejże książce, a pytanie i odpowiedzi jak się ich pozbyć opisane są w tej książce choć mnie zajęło to miesiące. Zwracając się do charkowskiej „radio grupy”, dowiedziałem się że metody eliminacji oscylacji pasożytniczych dla tetrad i pentod (i samowzbudzenia) są zupełnie inne jak przy budowie wzmacniacza na triodach, co potwierdziły dalsze poszukiwania w Internecie. Z żalem stwierdzam że opisane metody eliminacji samowzbudzenia na UKF, podobnie jak dobór elementów i topologia montażu są tam opisane niezbyt dokładnie co nieustannie powoduje nowe pytania krótkofalowców przy projektowaniu i budowie wzmacniacza mocy.

W związku z tym zwołałem grupę autorów, złożony z zawodowych radio inżynierów a ich doświadczenie i wieloletnia praca w eterze pozwoliło na skuteczne i zrozumiałe dla mnie ułożenie materiału i nadało kształt danej książce. Wykorzystując w charakterze głównego źródła Internet i

literaturę fachową , zespół autorów przedstawia Wam do oceny to pierwsze wspólne wydanie w opracowaniu którego brali udział: UR5LAC – Władimir Morgul, WY6DX (ex UY5DX) – Władimir Triasorukow, UY5DP- Jurij Typicyn, i UR5LA Władimir Marcyn. Autorzy także wyrażają podziękowanie za rady i rekomendacje przy wydaniu danej książki UT5TA – Borysowi Andriuszenko, UT5TC – Jurijowi Pietrowowi i UY5LA – Siergiejowi Sało.

Będziemy także wszystkim krótkofalowcom za komentarze i, porady i uzupełnienia danego dzieła.

Z najlepszymi życzeniami od zespołu autorów

UR5LCV

Igor Zielydyn Prezes Związku

Krótkofalowców Ukrainy

WPROWADZENIE.

Konstrukcja i praca lamp.

W lampach elektronowych katoda emituje elektrony. To znaczy elektrony mają odpowiedni ładunek (ujemny) a odpowiednie napięcie przyłożone do anody powoduje ich przyciąganie. Jeśli na ich drodze nie ma innych elektronów to wtedy prąd biegnie od katody do anody. Określenie „siatka” oznacza rodzaj (elektrody) a nie siatkę faktycznie. Siatka wykonana jest z wielu przewodów lub prętów. Podobnie jak klatka dla ptaków, i położona jest bliżej katody. Dlatego siatka ma większy wpływ na elektrony w pobliżu katody niż położona dalej anoda. W ten sposób niewielkie napięcie przyłożone do siatki ma większy wpływ na przepływ elektronów a także na prąd anody. Z tego powodu ponieważ napięcie przyłożone do siatki reguluje przepływem strumienia elektronów od katody do anody, siatka pracuje jak „zawór” lub „kurtyna”. Faktycznie siatce nie jest potrzebny duży prąd aby sterować strumieniem elektronów dlatego wzmocnienie mocy w lampie z siatką jest bardzo duże. W związku z tym że jednoimienne ładunki elektryczne odpychają się, wystarczająco duże napięcie ujemne siatki wystarcza do całkowitego zahamowania prądu anody. Przy zmniejszeniu napięcia ujemnego na siatce przepływ strumienia elektronów a co za tym idzie prąd anody zwiększa się. Innymi słowy zmniejszenie „minusa” na siatce zwiększa przepływ prądu anodowego za to zwiększenie napięcia ujemnego powoduje jego zmniejszenie. Do czasu jak siatka pozostaje pod wpływem napięcia ujemnego w stosunku do katody , stosunek pomiędzy napięciem siatki a prądem katody i anody pozostaje w przybliżeniu liniowym. Jeżeli teraz pomiędzy anodą a zasilaczem anodowym włączymy opór obciążenia, wtedy zmiany prądu anody pod wpływem działania napięcia siatki pozostają proporcjonalne, zwykle dużo wyższe, zmiany napięcia na tym rezystorze. Stosunek zmian napięcia na rezystorze obciążenia do zmian napięcia siatki nazywa się współczynnikiem wzmocnienia, i oznacza się jako „u” (mi). W praktyce wielkość średnia „u”(mi) bywa wyższa niż wartość określona do pracy ciągłej.

W lampach mocy stosuje się dwa typy katod: Żarzone bezpośrednio i pośrednio. Każdy z tych typów ma swoje wady i zalety. Na przykład katody pośrednio żarzone konstrukcji cylindrycznej lub planarnej mają odpowiednio mniejszą indukcyjność i mają tendencję do pracy na wysokich

częstotliwościach, wyższych niż katody żarzone bezpośrednio. Katody żarzone bezpośrednio rozgrzewają się do pracy w ciągu jednej, dwóch sekund za to katody żarzone pośrednio potrzebują od jednej do trzech pięciu minut. Katody potrzebują „odnoszenia się z szacunkiem” dlatego oddzielnym zagadnieniem powinny stać się napięcie pracy i prąd roboczy żarzenia, co jest bezpośrednio związane z długowiecznością katody a w konsekwencji samej lampy. Dla przedłużenia okresu pracy lampy żarzonej bezpośrednio, napięcie żarzenia należy ustawić odrobinę wyższe od tego przy którym zaczyna się zmniejszenie mocy wyjściowej. Wraz z okresem starzenia się lampy to napięcie można podnosić do momentu uzyskania pełnej mocy wyjściowej. Zastosowanie tej metody pozwala na przedłużenie okresu pracy lampy kilkukrotnie. Według danych firmy EIMAC VARIAN podniesienie napięcia o ok.3% pozwala na przedłużenie czasu pracy lampy o około 50 %. Z drugiej strony obniżenie napięcia dla lamp żarzonych pośrednio może spowodować obniżenie emisji „słoja emisyjnego”, katody i „zakorkowaniu”, przestrzeni siatka – katoda. Tak zwane „zatrucie katody”. Podwyższenie napięcia żarzenia może z kolei spowodować przeniesienie „słoja emisyjnego” na siatkę a także na inne elementy konstrukcyjne lampy, co może spowodować nadmierną emisję siatki przy jej rozgrzaniu podczas nadawania. To spowoduje spadek prądu katody i skrócenie okresu pracy lampy. Zauważyć to można podczas pracy lampy kiedy kilka sekund po uruchomieniu nadajnika moc gwałtownie spada. Regulacje napięcia żarzenia łatwo można wykonać włączając pomiędzy Lampę a źródło prądu reostat odpowiedniej mocy. Sprzężenie przewodów konstrukcyjnych wzmacniacza w stanie chłodnym jest odpowiednio (kilka razy) mniejsze jak w stanie pracy po rozgrzaniu do temperatury roboczej. Podczas projektowania wzmacniacza należy uwzględnić różnicę w napięciu sieci zasilania podczas odbioru i nadawania która może wynosić od 5 do 25%.

WZMACNIANIE SYGNAŁÓW.

Określenie „wzmocnienie sygnału elektrycznego” można sformułować jako „proces wytworzenia powiększonej kopii sygnału wejściowego za pomocą energii ze źródła zasilania”, z zachowaniem parametrów sygnału wejściowego bez zmiany jego pierwotnego kształtu, przebiegu i innych parametrów. Sygnał sinusoidalny wydaje się jednym zmiennym sygnałem, który nie posiada harmonicznych. Cała energia sygnału jest skupiona na jego właściwej częstotliwości. Innymi słowy czysta sinusoida jest koherentna. Zapewnienie „czystości” sygnałów sinusoidalnych traktujemy jako warunek podstawowy podczas projektowania, budowy i posługiwania się wzmacniaczem. Czas przepływu „uczestnictwa”, prądu anodowego podczas wzmacniania sygnału określa klasa pracy wzmacniacza. Okres przepływu napięcia 360 stopni (2π) oznacza, że prąd anody jest obecny w okresie 100% sinusoidalnego sygnału wejściowego. Okres przepływu prądu 90 stopni ($\pi/2$) oznacza, że prąd anody jest obecny przez 25% obecności sinusoidalnego sygnału wejściowego. Większe kąty przepływu prądu dają bardziej liniowe charakterystyki powstawania sinusoidalnego sygnału wyjściowego. Mniejsze kąty zwiększają współczynnik strat i zmniejszają liniowość. Przy kątach mniejszych od 360 stopni, nieobecna część sinusoidy powinna być czymś uzupełniona. Jedną z metod uzupełnienia bywa posłużenie się swobodnymi drganiami obwodu wyjściowego, a drugą budowa wzmacniacza na podwójnej lampie. (patrz QQE06/40 przyp. Tłumacza). W tym przypadku każda połówka przewodzi prąd połowy okresu sygnału i wtedy przebieg sinusoidalny jest wzmacniany bardziej dokładnie.

KLASA A.

Klasa A jest to najbardziej liniowy układ wzmacniacza sygnałów. Wzmacniacze klasy A dają zniekształcenia tylko 10 do -5 potęgi czyli – (minus) 50dB. Teoretycznie współczynnik zniekształceń dla klasy A wynosi minus-50 %. Praktycznie bywa trochę mniejszy. Klasę A stosuje się przy wzmacnianiu szczególnie słabych sygnałów- tam gdzie współczynnik zniekształceń nie ma wielkiego znaczenia. Obwód drgań w tym układzie może nawet nie być, czyli prąd jest obecny podczas okresu 360 stopni występowania drgań (sygnału). Klasa A okazuje się idealna dla wzmacniaczy szerokopasmowych. Roboczy początkowy prąd anody w większości lamp ustawia się według zasady , równym połowie maksymalnego prądu anody. Przyrząd pomiarowy w obwodzie anody będzie wskazywał ciągle jednakową wartość prądu pomimo że sygnał będzie się zmieniał od wartości początkowej do maksymalnej. Maksymalna moc w klasie A może osiągnąć wartość równą w przybliżeniu wielkości określanej jako „moc anody” lampy.

KLASA AB

We wzmacniaczach mocy klasa AB zwykle dzieli się na dwie podklasy AB1 i AB2. Klasa AB1 ma większe wysterowanie na siatce i odpowiednio większy współczynnik zniekształceń – około 60%. Cena za to jest zwiększenie zakłóceń w przybliżeniu do 10 do minus czwartej, lub inaczej -40 dB. Prąd anodowy (w klasie AB1) zmienia się proporcjonalnie w stosunku 60% do wejściowego prądu siatki i nieobecne jest ok. 40% okresu. Nieobecna część przebiegu „uzupełnia się” swobodnymi drganiami obwodu anodowego. Podczas pracy wzmacniacza w klasie A lub AB1 napięcie siatki zmienia się w znacznych wartościach do 0 Volt (zero Voltów). Maksymalna chwilowa wartość prądu anody, amplituda napięcia , oraz maksymalna szczytowa moc pokrywają się z zerowym napięciem na siatce. Napięcia siatki nie powinno się uważać za najważniejsze, w tym układzie pojawia się prąd siatki liniowy stosunek prądu siatki do prądu anodowego przestaje być liniowy. Przy nieobecności prądu siatki w klasie A lub AB1 dla wysterowania wzmacniacza bywa potrzebna moc umożliwiająca pokonanie jedynie pojemności wejściowej i pasożytniczej pojemności montażowej, a moc wyjściowa będzie różnić się na 1-2% od wyjściowej, a współczynnik wzmocnienia będzie równy od 50 do 100. Przy zwiększeniu częstotliwości roboczej wzrastają straty spowodowane zjawiskiem naskórkowości i z powodu pojemności pasożytniczych, co powoduje niezbędnym zwiększenia mocy wysterowania. To zjawisko nie jest obce krótkofalowcom: moc nadajnika na wyższych pasmach zmniejsza się. Driver (bo zwykle to transceiver) potrzebuje obciążenia oporowego dlatego nieodzowna jest kompensacja pojemnościowa. Maksymalny prąd anodowy zmniejsza się zwykle do ok. 20% maksymalnej wartości przy wysterowaniu sygnałem jednotonowym.

Lampy przeznaczone do pracy w klasach A i AB1 powinny mieć duży impuls prądu anodowego przy zerowym napięciu siatki. Zwykle on przewyższa nawet i trzy razy maksymalny średni prąd anody. Większość lamp stosowanych w klasach AB1 to tetrody i pentody. One mają przy takich układach pracy największy współczynnik wzmocnienia. Triody wykorzystuje się o wiele rzadziej ze względu na małą wartość „mi” (zwykle 2 do 5) w lampach z dużym impulsem prądu anodowego. W związku z tym że większość transceiverów zakłócenia ma poniżej – 36 dB taki wzmacniacz praktycznie nie zwiększy zakłóceń. Najczęściej jednak klasa AB1 wykorzystuje się w układach ze wspólną siatką i podłączenia sygnału sterującego w obwodzie katody. Przy pracy klasie AB1 ze wspólną siatką pierwszeństwo oddaje się tetrodom i pentodom, co pozwala uzyskać większe wzmocnienie mocy. Klasa AB2 różni się od AB1 tym że napięcie siatki sterującej wchodzi w obszar bardziej znaczący. W takim przypadku siatka zaczyna przyciągać oraz przyspieszać elektrony, pojawia się prąd siatki, w impulsie napięcia anodowego pojawia się niewielkie przesterowanie i odpowiednio zmniejsza się liniowość. Zakłócenia

w jednolampowym wzmacniaczu klasy AB2 w układzie ze wspólną katodą dochodzą do 10 do potęgi minus drugiej czyli – 20 dB. Przy wzmocnieniu sygnałów SSB jest ich (zakłóceń) na tyle dużo że zaczynają przeszkadzać kolegom pracującym na sąsiednich kanałach. Ograniczając prąd siatki i dodając w obwód katody rezystancje (oporniki) ujemnego sprzężenia zwrotnego (dla otrzymania napięcia będącego w przeciwfazie ujemnego sprzężenia zwrotnego na siatce) można poprawić dodatkowo liniowość jednak tym samym trzeba podnieść napięcie sterujące wzmacniacza w celu osiągnięcia z powrotem poprzedniego poziomu mocy wyjściowej. Taki układ ujemnego sprzężenia zwrotnego ma zastosowanie we wzmacniaczach na lampach telewizyjnych, z układów odchylenia lub zasilacza wysokiej częstotliwości. Ponieważ te lampy są przeznaczone do pracy impulsowej ale nie we wzmacniaczach liniowych.

W klasie AB2 ze wspólną siatką i rezystorem ujemnego sprzężenia zwrotnego w katodzie liniowość zwiększa się a poziom zakłóceń jest odpowiednio niski – około-40dB. W tej klasie podłączenia dobrze pracują wszystkie lampy z dużym i średnim współczynnikiem wzmocnienia (mi). Maksymalny poziom mocy wyjściowej – podwójna wartość mocy anody.

KLASY B,C,D

W klasie B lampy przewodzi prąd w połowie okresu drgań (180 stopni) dlatego zniekształcenia przy wzmacnianiu sygnału SSB są niedopuszczalnie wysokie.

W klasie C lampy przewodzi prąd w obszarze mniejszym niż 180 stopni okresu drgań dlatego wzmacniacz jest nieliniowy. Lampę celowo wprowadza się w taki stan w celu zwiększenia wzmocnienia. Ten rodzaj pracy używa się celowo wprowadzając lampę w obszar nieliniowy w celu zwiększenia wzmocnienia. Jest to klasa pracy używana dla CW, FSK i FM. Poziom harmonicznych na wyjściu jest wysoki dlatego potrzebna jest dodatkowa filtracja sygnału. Moc wyjściowa w szczytach może być trzy i cztery razy wyższa niż podana w katalogach moc anody. Klasa D jest używana przeważnie na niskich częstotliwościach (do kilku MHz). Wzmacniacz pracuje w kluczowanym układzie pracy. Sprawność wzmacniacza jest bardzo wysoka, jednak niezbędna jest dodatkowa filtracja sygnału wyjściowego z powodu dużej zawartości harmonicznych, dlatego klasa D we wzmacniaczach lampowych nie jest stosowana.

ŹRÓDŁA ZASILANIA.

TRANSFORMATORY.

Rdzenie transformatorów wykorzystywanych w zasilaczach wzmacniaczy mocy bywają:

Trzykolumnowe płaszczyznowe (blacha cięta na prasie).

Dwukolumnowe płaszczyznowe

Trzykolumnowe zwijane (taśmowe)

Dwukolumnowe zwijane (taśmowe)

Toroidalne.

Trójkolumnowe i dwukolumnowe zwijane mają ograniczone zastosowanie w związku z tym że ich powtórne zastosowanie jest trudne ze względu na właściwości konstrukcyjne.- odklejania się blach

podczas prac mechanicznych konieczność oddalenia magnetycznych elementów podczas montażu itd. Najbardziej powszechne stały się trzykolumnowe i dwukolumnowe płaszczyznowe z powodu ich dostępności i wygody montażu i rozbiórki. Najbardziej jednak praktycznym okazuje się zastosowanie rdzeni toroidalnych, nie patrząc jednak na ich trudnodostępność (2001 rok) oraz kłopoty z przygotowaniem uzwojeń.

Transformatory zwykle oblicza się na ich obciążalność w Volto Amperach (VA). Maksymalna moc w VA jest ekwiwalentna w średniokwadratowej mocy w Watach [W] przy przepływie poprzez każde uzwojenie średniokwadratowego prądu przy podłączeniu do właściwego napięcia o właściwej częstotliwości. Przy zmniejszeniu napięcia sieciowego moc transformatora spada. Dla pracy SSB i CW transformator może mieć moc gabarytowo mniejsza jak obliczona. Na przykład w przemysłowych wzmacniaczach mocy 1500 Wat zwyczajnie stosuje się transformatory o mocy gabarytowej ok. 600Wat. (lub VA) Takiej mocy w zupełności wystarczy dla pracy SSB. Dopuszczalna jest także krótkotrwała praca FM oraz RTTY przy przepięciu odczepu uzwojenia wtórnego w celu zmniejszenia mocy (napięcia anodowego). Podczas pracy SSB spadek napięcia anodowego nie może być większy niż 10%, w przeciwnym razie potrzebować będziemy większego transformatora. Należy mieć na uwadze, że spadek napięcia wyjściowego może być spowodowany niedostateczną jakością (pojemnością) kondensatorów filtra a także sprzężeniami pomiędzy przewodami obwodów zasilania wzmacniacza. Obliczenia transformatorów i stosowane w związku z tym praktyki były publikowane gdzie indziej i nie będą tu zamieszczane.

PRĄDY UZWOJEŃ TRANSFORMATORA.

Zwiększenie mocy w dowolnym przewodniku powoduje kwadratowy wzrost strat. To jest $P = I^2 R$. Podwojenie prądu daje każdorazowo czterokrotny wzrost strat. To jest bardzo ważne zagadnienie ze względu na to że taki obrót sprawy powoduje zamianę strat w ciepło i grzanie uzwojeń. Problem objawia się tym że miedź ma taki a nie inny współczynnik temperatury a w związku tym zmienia się współczynnik sprzężenia. Transformator się nagrzewa, sprzężenie uzwojeń rośnie, straty się zwiększają itd. Do ustalenia się balansu cieplnego pomiędzy ciepłem oddanym a wytworzonym w danym otoczeniu transformatora. Zły odpływ ciepła może doprowadzić do przegrzania transformatora i spalania go. Są oczywiście metody obliczenia bilansu cieplnego transformatora ale są one jedynie przybliżone ze względu na brak danych środowiskowych i otoczenia. Jednak można postąpić prostą zasadą: Po godzinnej pracy w eterze transformator nie powinien się rozgrzać bardziej jak do 60/80 stopni Celsjusza. Zmniejszenie obciążenia zauważalnie zmniejsza straty. Na przykład zmniejszenie prądu o 30% powoduje spadek strat i grzania uzwojeń o 50%. Istnieje jedna prosta i dokładna metoda dla określenia prądu wtórnego uzwojenia transformatora pracującego z mostkiem prostowniczym i kondensatorowym filtrem wygładzającym. Metoda ta bazuje na określeniu sprzężenia i napięcia wtórnego uzwojenia transformatora. Metoda ta jest wygodna kiedy dostaje się w nasze ręce transformator o nieznanach parametrach. Niezbędny jest wtedy sznur przyłączeniowy z bezpiecznikiem i multimetr, dla pierwotnego uzwojenia (dla wyłączenia napięcia mogącego się tam pojawić w chwili odłączenia omomierza. Mierząc napięcie występujące na obwodzie drugiego uzwojenia należy wartość pomnożyć przez 70, żeby otrzymać orientacyjną wielkość stałego napięcia wyjściowego po prostowniku i filtrze wygładzającym. Dla określenia napięcia stałego pod obciążeniem pomnożyć trzeba ten wynik przez 1,3. Rozdzielając wielkość napięcia stałego filtra pod obciążeniem i oporność obciążenia dla prądu stałego otrzymacie orientacyjny prąd obciążenia obwodów wyjściowych.

Na przykład: Uzwojenie wtórne z U_{eff} (efektywne) 2000V ma $R=60$ Omów. Zasila dwupołówkowy prostownik z filtrem pojemnościowym. Minimalna oporność obciążenia dla prostownika powinna wynosić $70 \times 60 \text{ Om} = 4200 \text{ Omów}$. Napięcie pod obciążeniem będzie wynosiło około $1,3 \times 2000\text{V} = 2600 \text{ Volt}$. A dalej- maksymalny prąd obciążenia 2600V dzielone przez $4200\text{Omów} = 0,62\text{A}$.

Żeby określić orientacyjną pojemność filtra, należy $50\ 000$ podzielić przez 4200 i otrzymamy... $12\mu\text{F}$. Przy zastosowaniu dwupołówkowego prostownika z podwajaczem napięcia z filtrem pojemnościowym minimalna oporność obciążenia określamy jako 300razy wyższą od oporności uzwojenia a napięcie wyjściowe pod obciążeniem na 2,5 razy wyższe od U_{eff} .

Na przykład: Przy $U_{eff} = 1000\text{V}$ i oporności uzwojenia 10 Omów minimalne oporność obciążenia będzie wynosić $300 \times 10 \text{ Omów} = 3000\text{Omów}$, a napięcie wyjściowe $2,5 \times 1000\text{V} = 2500\text{V}$ Odpowiednio maksymalny prąd obciążenia będzie $2500\text{V} / 3000 \text{ Omów} = 0,83\text{A}$ Pojemność każdej połówki filtra będzie równa $200\ 000$, dzielimy na minimalną oporność obciążenia i mamy $200\ 000 / 3000\text{Omów} = 67\mu\text{F}$. Niezbędne jest także wzięcie pod uwagę oprócz parametrów drugiego uzwojenia, jakości rdzenia transformatora. Przy zastosowaniu stali wysokiej jakości straty transformatora są mniejsze i dopuszczalny prąd obciążenia wzrasta. Oporność pierwotnego uzwojenia także trzeba brać pod uwagę. Jest ono włączone stale w obwodzie przewodów sieciowych i to może powodować spadki napięcia w sieci, szczególnie przy zastosowaniu filtrów pojemnościowych.

PROSTOWNIKI.

We wzmacniaczach mocy stosujemy prostowniki następujących typów:

- a.) Jednopołówkowy – może być stosowany w układach gdzie jeden z końców uzwojenia wyjściowego jest uziemiony. Wady- konieczna duża pojemność na wejściu filtra. Przepływ stałego prądu poprzez uzwojenie transformatora (odmagnesowanie rdzenia), zła charakterystyka obciążenia. Niezbędna szybka ochrona przed przebieciem odwrotnym napięciem.
- b.) Dwupołówkowy ze środkowym odczepem. – stosowany jest wtedy kiedy dla wygładzenia napięcia stałego stosuje się lampy (kenotrony i gazotrony), dlatego transformatory wykonane są z punktem (odczepem) środkowym. Wydajność, - można otrzymać od $\frac{1}{4}$ do $2 U$ zaś. Przy odpowiednim połączeniu. Wady, - konieczność wykonania transformatora z odczepem i nieefektywna praca.
- c.) Układ Mostkowy. - Zalety – pełna separacja transformatora, możliwość użycia filtra rezonansowego. Wady, - zwiększenie ilości zwojów do dostosowania schematu podwajacza. Duże sprzężenie uzwojeń i w wyniku tego zwiększenie strat. Zaostrenie wymagań co do separacji zwojów oraz uzwojeń wzajemnie od siebie.
- d.) Dwupołówkowy, - zalety, maksymalne wykorzystanie transformatora, zmniejszona ilość zwojów uzwojenia wtórnego, zmniejszenie wymagań co do separacji uzwojeń i międzyzwojowej, niska pulsacja wyprostowanego napięcia. Wady: podwójnie wielka w porównaniu z układem mostkowym pojemność filtra (każda połówka pojemności ładuje się tylko w trakcie jednego półokresu napięcia wejściowego, w czasie jak druga połowa się rozładowuje. Układ dwupołówkowy nie jest stosowany z filtrem rezonansowym.

FILTRY WYGŁADZAJĄCE TĘTNIENIA.

Rozróżniamy dwa rodzaje filtrów : pojemnościowy i pojemnościowo dławikowy z indukcyjnością na wejściu i pojemnością na wyjściu. Każdy z nich ma swoje wady i zalety.

Filtr pojemnościowy ma dobrą charakterystykę przejściową. Można go wykonać, jest kompaktowy, tani, ma małą wagę i objętość. Największą wadą jest to że kondensator ładuje się tylko podczas małej części okresu przebiegu napięcia wtórnego uzwojenia transformatora (stosunek czasu ładowanie /rozładowanie może wynosić nawet 1 do 10). Dlatego obciążenie transformatora mocno się zmienia w ciągu okresu napięcia sieci, co powoduje duże straty w obwodzie uzwojenia pierwotnego transformatora i tym samym wymóg stosowania transformatorów ze zmniejszonym sprzężeniem pomiędzy uzwojeniami. Stare transformatory wysokonapięciowe, obliczone na stosowanie filtrów dławikowych, nie nadają się do takiego trybu pracy ze względu na silne sprzężenie pomiędzy uzwojeniami.

Filtry dławikowe dzielą się na rezonansowe i nierezonansowe. W filtrze nierezonansowym indukcyjność podtrzymuje prąd stały w danym układzie bez względu na zmianę obciążenia, jednak zmiany napięcia mogą być znaczne. Podczas pomiaru woltomierzem wskazówkowym te zmiany są niezauważalne z powodu bezwładności przyrządów pomiarowych, jednak podczas sprawdzania oscyloskopem widać je dobrze. To ma istotne znaczenie podczas wzmacniania sygnałów jednowstęgowych ponieważ zmiany te mają wpływ na szczytową moc i linowość wzmacniacza.

Filtr rezonansowy utrzymuje stałe parametry napięcia zarówno przy dużych jak i przy małych zmianach używanego napięcia. Dławik rezonuje z odpowiednią pojemnością. Praktycznie pojemność dobiera się na minimalne zmiany napięcia przy zmianie obciążenia. Częstotliwość rezonansową ustawia się ciut większą niż podwójna częstotliwość prądu sieci zasilającej.

Zalety filtra rezonansowego to:

- a.) Dobra regulacja charakterystyki.
- b.) Nie ma konieczności wysokich parametrów co do transformatora co do szczytowego obciążenia.
- c.) Mniejsze nagrzewanie transformatora.
- d.) Transformator ma średnio podwójny zapas napięcia.

Wady:

- a.) Kondensatory powinny mieć skrajnie wysokie napięcia pracy, praktycznie trzy razy wyższe niż napięcie wyjściowe. (typowa wielkość 0,1- 0,15 uF/ 7 do 15 kV)
- b.) Dla podtrzymania pracy układu w czasie odbioru podczas podniesienia się napięcia jest rzeczą niezbędną żeby przez dławik przepływał prąd. Zwykle górne napięcie jest 105 niższe od maksymalnego, dlatego przy wzroście o 50% podczas odbioru najwyższe napięcie może być niższe ok.0,5 % od maksymalnego.

c.) Dławik ma wielkie rozmiary, wagę i kształt.

- d.) Filtr rezonansowy zwykle hałasuje, dlatego konieczne jest jego izolowanie akustyczne. Filtry rezonansowe mają szerokie zastosowanie w produkcji przemysłowej wojskowych urządzeń nadawczych. W związku z tym że takie filtry potrzebują zdecydowanie mniejszej mocy sieci zasilających, niż pojemnościowe, obciążenie sieć się wyrównuje co jest bardzo

ważne przy słabych przewodach. Takie filtry są również praktyczniejsze podczas pracy emisjami jak RTTY , FM i AM.

KONDENSATORY FILTRÓW

Kondensatory filtrów zwykle mają dopuszczalny poziom składowej zmiennej. Ten prąd dla kondensatorów filtrów sieciowych powinien być w skrajnym przypadku nie mniejszy niż maksymalny prąd bloku zasilania. Kondensatory wysokiej jakości wykonuje się z minimalnym współczynnikiem strat spowodowanych sprzężeniem pasożytniczym. Mała pojemność sprzęgająca daje wysoki współczynnik pracy dla składowej zmiennej.

Kondensatory z olejowym wypełniaczem dielektryka dzielą się na dwa typy: filtracyjne (dla źródeł zasilania) i impulsowe. Impulsowe buduje się biorąc pod uwagę warunek maksymalnej pojemności w zadanym kształcie. Dla zmniejszenia wielkości w miejsce okładzin stosowana jest bardzo cienka folia metaliczna , co prowadzi do zwiększenia minimalnego i wzrostu strat, oraz nagrzewania się kondensatora. Tego typu kondensatory można stosować w filtrach do maksymalnie 60% ich napięcia maksymalnego. Przy wyższym napięciu konieczne jest sprawdzenie temperatury kondensatora podczas pracy ciągłej.

W filtrach wysokonapięciowych stosuje się także kondensatory elektrolityczne aluminiowe. Ich zaleta to stosunkowo niewielkie rozmiary i waga (w porównaniu z olejowymi) , jednak mają dużą niedokładność co do pojemności i są bardzo nieodporne na grzanie, a po długim okresie nieużywania trzeba je formować na nowo. Oprócz tego ich napięcie pracy także do najwyższych nie należy. Dlatego przy stosowaniu baterii takich kondensatorów w zasilaczu należy zastosować układ stopniowego załączania ich do pracy, (stopniowo zwiększając pojemność). Dodatkowo każdy kondensator powinien mieć podłączoną oporność wyrównawczą niwelującą rozrzut pojemności (rys1.)

Napięcie zwrotne szybko niszczy kondensatory elektrolityczne. To zachodzi podczas przebiecia prostownika i dla ochrony do każdego z nich warto podłączyć diodę polaryzowaną odwrotnie której parametry określają wartość napięcia zwrotnego większego niż napięcie przebiecia kondensatorów.

REGULACJA NAPIĘCIA ANODOWEGO.

WE wzmacniaczach mocy pożądana jest regulacja mocy wyjściowej. Dla przykładu można zmniejszać napięcie anodowe i prąd w taki sposób, żeby lampy (lub lamp) nie zmieniało się i obwód wyjściowy pracował z taką dobrocią Q jak przy dużej tak i przy małej mocy. Zmniejszać napięcie i prąd można przełączając odczepy na pierwotnym uzwojeniu. Jednak ta metoda nie jest efektywna, ze względu na konieczność zwiększania liczby zwojów na uzwojeniu pierwotnym, zmniejszenia średnicy drutu i zwiększenia strat. Bardziej efektywne wydaje się zmniejszenie liczby zwojów na wtórnym uzwojeniu transformatora przy użyciu odpowiedniego przełącznika i **OBOWIĄZKOWO** po odłączeniu napięcia.

Jeżeli transformator nie posiada odczepów można zmniejszać napięcie o 50% przełączając układ prostownika dwupołwkowego z podwajaczem napięcia na dwupołwkowy mostkowy. Wszystko co do tego jest potrzebne to przełącznik wysokonapięciowy lub przekaźnik próżniowy, dwa kondensatory filtru i cztery linijki diodowe. Przykładowo- blok zasilania może dostarczać 4 kV dla pracy SSB i 2 kV dla pracy RTTY ,CW lub FM. Przy obniżeniu napięcia prąd pracy można podwoić a to dzięki liniowości przy długotrwałej pracy takiego układu. Przełączenie napięcia

wyjściowego należy wykonywać przy w pełni odłączonym napięciu zasilania . Dopuszczalne jest tylko obniżenie napięcia (I TYLKO TO!) bez wyłączenia bloku w czasie odbioru.

ROZRUCH BLOKU ZASILANIA.

Większość bloków zasilania wymaga załączania stopniowego. Żeby zamontować taki układ do bloku zasilania 1500W, konieczny jest stycznik (przełącznik) z dwoma parami zestyków o mocy około 10 Amper, dwa oporniki 25 Omów mocy 10 Wat. Układ włącza się kolejno za bezpiecznikami i włącznikiem sieci. Przy takim układzie blok będzie załączał się miękko co pozwoli na długowieczność i dobrą kondycję wzmacniacza na długie lata (rys.2)

POLARYZACJA SIATKI

Podczas pracy lamp w różnych układach pracy spotyka się różne układy polaryzacji siatki. W związku z tym że obwód siatki podczas pracy w klasie AB1 z uziemioną katodą praktycznie nie potrzebuje prądu , łatwo jest dopasować stałe regulowane napięcie polaryzacji. Zazwyczaj napięcie siatki wzmacniacza podczas odbioru powinno być o 50% wyższe niż podczas nadawania. Do osiągnięcia tego można stosować wysokonapięciowy tranzystor polowy , sterowany przez transoptor. Źródło napięcia nie musi mieć dużej oporności wejściowej. Według producentów lam zawiera się ona od 1 do 100 kiloomów.

Przy pracy w klasie AB1 we wzmacniaczach z uziemioną siatką sterującą , utrzymywana z pomocą stabilitronu , nie ma konieczności jego wymiany podczas wymiany lamp. Jednym z rozwiązań może być włączenie w ten obwód zespołu szeregowo połączonych diod. Zmieniając ilość tych diod (za pomocą np. przełącznika) można zmieniać napięcie siatki z krokiem ok. 0,7 V. Tradycyjnie dla zmiany napięcia siatki podczas przechodzenia z nadawania na odbiór wykorzystujemy przełącznik. W czasach obecnych można posługiwać się układami optoelektronicznymi w połączeniu z kluczami tranzystorowymi (elektroniczne przełączenie napięcia siatki) które pracują porządnie i są bezszumne i mają dużą szybkość działania.(rys.3).

Znane są dwie metody załączania napięcia siatki: napięciem w.cz. lub prądem cewki przełącznika antenowego. Załączenie za pomocą w.cz. ma tę wadę że wzmacniacz może szybko przełączać się ze stanu liniowego w nieliniowy co powoduje spletter na paśmie. W układzie załączania za pomocą cewki przełącznika antenowego to zjawisko nie występuje. Sterowanie takie można wykonać także za pomocą transoptora. Wtedy prąd cewki przełącznika załącza dioda transoptora, a tranzystor steruje napięciem siatki.

ZASILANIE SIATKI EKRANUJĄCEJ.

Ilość typów lamp wypuszczanych przez fabryki tetrod i pentod mocy, które można użyć do budowy wzmacniaczy w klasie AB1 jest bardzo duża. Ogólnym problemem jest kryterium wyboru jest wytrzymałość lampy na szczytowy prąd anody przy zerowym napięciu siatki pierwszej, przewyższający trzy razy maksymalną wartość podaną w katalogu. W większości przypadków ma to miejsce kiedy napięcie siatki drugiej (ekranującej) wynosi bliską dopuszczalnej wartości maksymalną. Dla podniesienia liniowości niezbędna jest regulacja napięcia na siatce drugiej. Dla lamp stosunkowo niewysokiej mocy można posłużyć się regulatorem z diodami Zenera. (ros. Stabilitrony). Włączając w obwód siatki linijkę złożoną z szeregowo połączonych diod Zenera na różne napięcia stabilizacji (od 10V do 30V o mocy 5 Wat) i przełączając je można regulować to napięcie. Dla lamp większej mocy

można zbudować wydajniejszy regulator o wyższej mocy. Współczesne tranzystory polowe mocy pozwalają na wykonanie takich układów. (rys4).

WARUNKI BEZPIECZEŃSTWA PRACY WZMACNIACZA.

OCHRONA OBWODU ANODOWEGO OD PRZEPIĘCIA.

Przy klasycznym podłączeniu w obwodzie anody prąd rozładowania kondensatorów może osiągać duże wartości (do 1000A) i spowodować uszkodzenie detali wzmacniacza. Aby ograniczyć ten prąd w obwodach zasilania anody za kondensatorami filtra bywa załączany przepływowy opornik o rezystancji 10 Omów/10 Wat. Przy napięciu anodowym powyżej 3 kV i prądzie powyżej 1A niezbędne jest włączenie dwóch takich oporników w szereg. Najlepiej do tego celu użyć oddzielone oporniki serii wysokiej mocy. Firma EIMAC VARIAN jeszcze w roku 1985 zaleca użycie takich rezystorów dla ochrony obwodów zasilania anody. Zakład SWIETŁANA rekomenduje także podobne rezystory od 10 do 25 Omów. Przy montażu tych oporników należy zostawić dostatecznie dużo miejsca wkoło w celu zapewnienia dobrego chłodzenia i bezpiecznego ewentualnego wyłączenia skoku napięcia. Przy zapewnieniu dostatecznej przestrzeni zbliżone detale wzmacniacza trzeba starannie odizolować. Klasyczną metodą zabezpieczenia przyrządu pomiarowego jest zwarcie jego styków jedną lub kilkoma diodami półprzewodnikowymi (anodą do plusa miernika!) Inną metodą jest włączenie diod wstecznych w zależności od wielkości napięcia na przyrządzie (przyjmując – 1 dioda na 0,5 V napięcia na przyrządzie) . Diody powinny wytrzymać dostateczny impuls napięcia dlatego nie stosujemy diod o małej mocy. Podobną ochronę można zastosować w obwodzie siatki.

OCHRONA LAMP Z ŻARZENIEM POŚREDNIM

Łuk wysokonapięciowy może zniszczyć lampę z katodą żarzoną pośrednio. Dzieje się to w następujący sposób. W niektórych wzmacniaczach jedna z końcówek żarzenia jest uziemiona, a katoda jest podłączona do minusa napięcia anodowego. Podczas przebicia napięcia anodowego, na katodzie pojawia się wysokie napięcie, i minimalnie, przebija pomiędzy katodą uziemionym końcem żarzenia. Czasami, ulega spaleniu nie żarzenia, a czasami powstaje połączenie katoda – siatka. W każdym przypadku lampa ulega zniszczeniu. Innymi słowy bezpośrednie podłączenie jednego końca żarzenia do masy stwarza okazje do przebicia pomiędzy katodą a żarzeniem. Zamiast tego można połączyć jeden koniec żarzenia z katodą za pomocą dławika o wartości ok. 40 uH nie uziemiacz końcówki żarzenia. W tym przypadku napięcie pomiędzy żarnikiem a katodą nie osiągnie niebezpiecznego poziomu.

ZABEZPIECZENIE OBWODÓW WYSOKONAPIĘCIOWYCH.

Dla ochrony przed porażeniem wysokim napięciem w przemysłowych wzmacniaczach mocy stosuje się różne zabezpieczenia zarówno mechaniczne jak i elektryczne. Zwykle otwarcie osłony wzmacniacza lub jej części powoduje wyłączenie i uziemienie obwodów wysokiego napięcia.

Jeśli obudowa zostaje otwarta po rozładowaniu kondensatorów filtra wysokiego napięcia, można przystąpić do pracy. W większości wzmacniaczy obwodem sprowadzającym ujemny biegun do masy jest miernik prądu anodowego i jego zabezpieczenie. Jednak jeśli na kondensatorach pozostaje napięcie np. 200V to podczas ich rozładowania prąd popłynie poprzez ten miernik a jeśli on nie jest zabezpieczony (choćby diodami) wtedy ulegnie zniszczeniu. Do obwodu minusa zasilacza wysokiego napięcia można włączyć dwa oporniki o wartości ok. 1,5 kilooma co pozwoli ograniczyć prąd rozładowania, także kiedy jeden z oporników ulegnie zniszczeniu drugi będzie nadal spełniał swoją rolę. (rys.5)

BEZPIECZNIKI.

Bezpieczniki, podobnie jak inne radiowe detale mają swoje maksymalne napięcia i prądy pracy. Maksymalne napięcie pracy jest szczególnie ważne w obwodach wysokiego napięcia. Przy użyciu zwyczajnych bezpieczników, nie obliczonych na wysokie napięcia, wszystko pracuje dobrze do czasu powstania awaryjnej sytuacji. Kiedy podczas gwałtownego skoku napięcia bezpiecznik ulega stopieniu mgiełka metalowa osiada na szkle stwarzając środowisko niebezpieczne, skłonne do przebicia napięcia, i bezpiecznik mający przerwać obwód funkcji tak naprawdę nie spełnia. W innym przypadku bezpiecznik może ulec rozerwaniu (wybucha!) co powodować może uszkodzenie elementów wzmacniacza znajdujących się w pobliżu. Dlatego należy stosować bezpieczniki projektowane do pracy w obwodach wysokiego napięcia. Warto zwrócić uwagę na bezpieczniki „szybkie” wypełnione suchym piaskiem. One mają przyspieszone działanie i są przeznaczone właśnie do obwodów wysokiego napięcia.

ZASTOSOWANIE PÓŁPRZEWODNIKÓW W UKŁADACH WZMACNIACZY.

Zastosowanie półprzewodników jest wielorakie. Niektóre się nadają a inne nie. Dla przykładu niektóre maksymalne parametry półprzewodników typu diody i tranzystory mocy przeznaczonych dla szerokiego zastosowania nie mogą być zastosowane jeśli np. przekroczyliśmy temperaturę obudowy 25 stopni Celsjusza. Przy zastosowaniu przyrządów półprzewodnikowych przeznaczonych do stosowania w specjalnej aparaturze gwarantowana praca przebiega do plus 50 stopni Celsjusza. Realnie pewna praca może się odbywać tylko przy obniżeniu mocy do 30% mocy maksymalnej. Wsteczne napięcie przebicia na diodach prostowniczych nawet tego samego typu realnie może się różnić i różnić o kilka procent. Dobrą metodą przydatności diody do pracy jest pomiar napięcia wstecznego. Napięcie przebicia określa się przy wzrastaniu prądu wstecznego o 1-2 uA (mikroampery). Dalsze zwiększanie napięcia powoduje zniszczenie diody. Wzrost temperatury pracy powoduje obniżenie napięcia przebicia.

Do pomiaru napięcia wstecznego diody można użyć przyrządu pomiarowego, wykonanego jak wysoko woltowy woltomierz ze zmienianym napięciem pomiaru. Oczywiście nie pokaże wartości dokładnie a Omach ale za to jest bardzo przydatnym przyrządem. Za jego pomocą można zbadać wysokonapięciowe separacyjne kondensatory próżniowe, przekaźniki próżniowe, styczniki, prostowniki, izolacje obwodów wysokiego napięcia. Wykonanie, remont i regulacja wzmacniacza

mocy bez takiego przyrządu jest jak przepłynięcie oceanu bez nawigacji. Dla większości radiokomunikacyjnych detali maksymalne napięcie pracy nie przekracza 15 kV. Wykonanie takiego przyrządu nie stanowi szczególnych trudności. Potrzebować będziemy do tego transformator małej mocy na wysokie napięcie. Żarówka na 230V dla ograniczenia prądu uzwojenia pierwotnego, diody, oporniki, para wysokonapięciowych kondensatorów oraz czuły mikroamperomierz. Moc żarówki powinna być proporcjonalna do mocy przyrządu. Ograniczenie prądu przez głowicę pomiarową i badany detal uzupełnia się wysokoomowym opornikiem na duże napięcia (lub łańcuszkiem oporników) o wartości 5 do 50 Megaomów. Mikroamperomierz powinno się zabezpieczyć parą odwrotną (na przemian) połączonych diod dopuszczalnym obciążeniem nie mniejszym od 1A. Schemat przyrządu przedstawiono na rysunku 6.

OBWODY WEJŚCIOWE WZMACNIACZY.

Większość strojonych obwodów wejściowych jak i wyjściowych wzmacniaczy mocy to obwody w układzie „pi”. Istnieje kilka metod określania dobroci (Q) obwodu „pi”. Na przykład dobroć Q (pi - filtra) określa się jako wynik dzielenia impedancji wejściowej którą dzieli się przez reaktancję wejściową , separującym elementem jest oczywiście pojemność.

OPTYMALIZACJA NAPIĘCIA STERUJĄCEGO.

Tetrody i pentody powinny mieć wysokie napięcie sterujące w. cz., w przybliżeniu równe napięciu polaryzacji. Problem wyboru wielkości napięcia polaryzacji dla dopasowania niezbędnej wielkości napięcia sterującego przy różnych napięciach polaryzacji zamyka się w dopasowaniu poziomu napięcia polaryzacji i napięcia wysterowania.

Większość współczesnych transceiverów dysponuje mocą wyjściową 100 do 200 Wat co odpowiada napięciu szczytowemu 100 do 150 V na obciążeniu 50 Omów.

- a.) Dla lamp dla których napięcie polaryzacji zawiera się od 50 do 70 Volt , takich jak 4CX800A (GU-74B), stosuje się transformator obniżający 4:1 (według napięcia 2:1) i dodaje rezystor obciążenia wielkości 12,5 Oma.
- b.) Dla lamp które mają napięcie polaryzacji 100 do 140 V stosuje się sterowanie bezpośrednie (nietłumione) a rezystor zabezpieczający powinien mieć 50 Omów.
- c.) Dla lamp z napięciem polaryzacji 200 do 280 Volt stosuje się transformator wysokiej częstotliwości podwyższający napięcie w stosunku 1:4 (napięciowo 1:2) a rezystor zabezpieczający ma wartość 200 Omów.
- d.) Dla lamp które mają napięcie polaryzacji powyżej 300Volt stosuje się transformator podwyższający napięcie w stosunku 1:9 (napięciowo 1:3) i rezystor 450 Omów.

W przypadku kiedy napięcie szczytowe przy maksymalnym wzbudzeniu na siatce okaże się ciut za wielkie, można w obwodzie katody zamontować mały rezystor ograniczający (sprzężenie zwrotne), który pozwala wyrównać różnicę napięć. Przykładowy układ przedstawia rysunek 7.

WSPÓLNA SIATKA CZY KATODA?

W ciągu ostatnich 30 lat większa część lamp na których były budowane wzmacniacze mocy używana była w klasie AB2 ze sterowaniem w katodzie tzn. W układzie „z uziemioną siatką”. Największą zaletą takiego układu jest prostota wykonania. Uziemione siatki i „rozbujała katoda”. Potrzeba tylko trzech przełączników, nadawanie – odbiór, żarzenie, anoda. Teoretycznie neutralizacja nie jest potrzebna bo uziemione siatki ekranują elektrodę wejściową (katodę) od elektrody wyjściowej (anoda). I teoria zgadza się po części z praktyką. Wzmacniacze z uziemionymi siatkami są dość stabilne na częstotliwościach roboczych, jednak sprzężenie pojemnościowe mogące doprowadzić do samowzbudzenia na zakresach fal krótkich jest duże. Drugą zaletą jest możliwość wykorzystania praktycznie każdej lampy z wysokim „mi” (współczynnik wzmocnienia) w której trzecia siatka nie jest połączona z katodą wewnątrz balonu lampy. Układ pozwala uzyskać dużą liniowość przy wzmocnieniu pomiędzy 10 a 14 dB (od 10 do 25 razy). Może się okazać że najprostszy wzmacniacz mocy to właśnie wzmacniacz z uziemionymi siatkami. We wzmacniaczach ze sterowaniem w siatce w układzie ze wspólną katodą napięcia wejściowe i wyjściowe są odwrócone w fazie, i są ułożone naprzeciw siebie. Aby powstało samowzbudzenie napięcia wejściowe i wyjściowe powinny być w fazie w stosunku do siebie, możliwość powstania samowzbudzenia tym samym wzrasta.

Wiele lat funkcjonowało stwierdzenie że wzmacniacze z uziemionymi siatkami są stabilne dlatego że uziemiona siatka pełni funkcje ekranu pomiędzy katodą i anodą, i tym samym zapobiega możliwości powstania samowzbudzenia. Na falach krótkich wygląda to całkiem logicznie, jednak na UKF taka logika nie sprawdza się do końca, dlatego że jakby nie dokładnie byłby opracowany i wykonany układ i zabudowana lampa to jednak „na określonej częstotliwości” siatki mają swój własny rezonans. To ujawnia wiele konstrukcyjnych indukcyjności: konstrukcji siatki, wewnętrznych i zewnętrznych doprowadzeń, podstawki lampowej, tworząc wraz z obwodami zasilającymi pasożytnicze obwody rezonansowe. Na przykład w triodzie 3500Z uziemiona siatka ma rezonans w okolicy 95 MHz. Na częstotliwościach powyżej tej wartości siatka zaczyna drgać i już nie zachowuje się jak uziemiona. Jeśli siatka tak się zachowuje podczas pracy wtedy ekran który miał separować wejście od wyjścia nie spełnia swoich funkcji.

Procesy zachodzące we wzmacniaczach z uziemioną siatką nie są tak proste jakby się wydawało na pierwszy rzut oka. Składowa zmienna prądu katodowego i siatkowego czyli prądu w.c. katody płynie przez sprzęgający kondensator katodowy i strojony obwód wejściowy w taki sposób że obwód wejściowy i wyjściowy włączone są jednakowo ale w przeciwfazie. Elementy przestrajalne obwodów powinny wytrzymać znaczne prądy i napięcia w.c. Producenci lamp przeznaczonych do pracy w układzie z uziemioną siatką, zwykle rekomendują strojony obwód wejściowy o dobroci $Q - 2,5$. Dla podtrzymania SWR który byłby do przyjęcia i Q , a przy zmianie częstotliwości roboczej niezbędne staje się proporcjonalne dostrojenie reaktancyjnych elementów obwodu wejściowego. Tym niemniej jeśli Q się nie zmienia można dostroić tylko kondensatorami C rezonans. I C sprzężenia.

Pomimo że wzmacniacze z uziemioną siatką są stabilne na roboczej częstotliwości KF, na zakresach UKF siatka traci swoją zdolność ekranowania wejścia od wyjścia. Takie wzmacniacze mają złą reputację ze względu na możliwość samowzbudzenia na UKF dlatego trzeba stosować specjalne środki aby temu zapobiegać.

Dla pracy w szerokim zakresie wzmacniacze klasy AB1 ze wspólną katodą potrzebne jest jeszcze prostszy obwód dostrajający jak dla układów ze wspólną siatką. Zwykle wzmacniacze w klasie AB1 ze wspólną katodą mają duży współczynnik wzmocnienia mocy, większy jak wzmacniacze ze wspólną siatką. Wzmacniacz w klasie AB1 ze wspólną katodą ma takie wzmocnienie jak dwa analogiczne wzmacniacze z uziemioną siatką w klasie AB2. Wadą układu ze wspólną katodą jest konieczność użycia dwóch dodatkowych źródeł zasilania, jednego dla siatki drugiej (ekranującej) a drugiego dla polaryzacji siatki pierwszej.

STROJONE OBWODY WEJŚCIOWE

Wzmacniacze klasy AB1 z uziemioną katodą są bardziej złożone jak te w klasie AB2 z uziemioną siatką. Tm niemniej budowa układu wejściowego wielopasmowego wzmacniacza klasy AB1 jest prostsza. Pojemność wejściowa lamp zwykle stosowanych w takich układach zawiera się od 10 do 130 pF. W związku z tym że pojemność siatki włączona jest równolegle wraz ze wzrostem częstotliwości SWR pogarsza się. Ten problem może być rozwiązany poprzez podłączenie zmiennej indukcyjności bezpośrednio do siatki. Indukcyjność tak się dobiera aby żeby indukcyjna reaktancja $+jX_L$ (indukcyjna) kompensowała reaktancję pojemnościową $-jX_C$ na częstotliwości roboczej, a kiedy SWR obwodu wejściowego jest minimalny obwód będzie zestrojony do rezonansu. (sysunek7).

Jeżeli „zimny” koniec przestrajanej cewki podłączymy do odpowiednio dobranego pojemnościowego dzielnika napięcia, zabudowanym pomiędzy anodą a masą , otrzymamy wzmacniacz zneutralizowany na częstotliwości dostrojenia obwodu siatkowego. Ten układ jest adekwatny dla zabezpieczenia całego zakresu do 1,8 do 30 MHz. Stosunek pojemności dzielnika napięcia odpowiada stosunkowi pojemności sprzężenia zwrotnego (inaczej przechodniej pojemności anoda siatka), dzielonej przez wejściową pojemność siatki. Zwykle ten stosunek wynosi 150:1. W klasie AB2 z uziemioną siatką niełatwo zastosować dopasowanie szerokopasmowe, dlatego pasmo przepustowe dostrajanego obwodu „PI” przy zakładanej dobroci $Q=2$ nie wystarczy dla pokrycia niezbędnego zakresu częstotliwości. Z tego powodu zachodzi potrzeba zastosowania kilku takich obwodów i przełącznika (praktycznie dla każdego pasma po jednym filtrze. – przyp. Tłumacza).

OBWODY STROJONE WZMACNIACZA A KLASIE AB2 Z UZIEMIIONĄ SIATKĄ.

Prąd płynący w nastrojonym obwodzie wejściowym lampy jest odwrotny w fazie jak prąd anody. Sinusoidalny impuls w.cz. prądu katody składa się z sumy prądów anody i siatki. Jeżeli driver jest połączony z drugim końcem obwodu strojonego , pewna część prądu w.cz. katody cofa się z powrotem do drivera. W rezultacie tego driver i wzmacniacz oddziałują na siebie. Dobroć strojonego obwodu wejściowego ma wpływ na to oddziaływanie.

We współczesnych transceiverach KF wykorzystuje się szerokopasmowe przeciwsołbne wyjściowe wzmacniacze tranzystorowe. Spotykamy w nich filtry wyjściowe Czebyszewa , czy też Butteworta powodują niepożądane zakłócenia i harmoniczne. Za cenę kompleksowego sprzężenia obwodu wyjściowego te obwody mają indukcyjną lub pojemnościową reaktancję w paśmie przenoszenia. Innymi słowy, oporność wyjściowa współczesnych transceiverów rzadko odpowiada wartości $50 \pm j0$ Omów. Kiedy sterowanie jest podawane poprzez obwód strojony we wzmacniaczach z uziemioną siatką , reaktancja filtra wzajemnie oddziałują na z reaktancją wejściową obwodu strojonego

wzmacniacza. Linia w postaci kabla koncentrycznego pomiędzy transceiverem a wzmacniaczem ma także wpływ na to oddziaływanie. Kiedy producenci lamp podają wartość sprzężenia dla wzmacniacza z uziemioną siatką, R_{we} podawana jest wartość średnia. Chwilowa wartość impedancji wejściowej zmienia się podczas sterowania napięciem sinusoidalnym. W ciągu większej części danego półokresu sygnału wejściowego siatka ma przeciwny potencjał w stosunku do katody w związku z czym w obwodzie siatki prąd nie płynie a sprzężenie wejściowe jest bardzo duże. Przy przeciwnym półokresie wejściowym napięcie na określonej katodzie wzrasta, zwiększając prąd anody, a kiedy stanie się odpowiednio duże, pojawia się prąd siatki a sprzężenie gwałtownie maleje.

Omówimy teraz wzmacniacz na dwóch triodach 3500Z firmy Eimac. Kiedy napięcie sterujące osiągnie wartość szczytową 117V, prąd anodowy osiąga wartość maksymalną, a chwilowe napięcie anodowe minimalną – około 250V. Przy tym szczyt prądu anodowego osiąga 3,4A. W tym przypadku wejściowa oporność anody wynosi: 117V dzielona przez 3,4 równa się 34,5 Ω , a szczytowa moc sterująca jest równa: $117\text{ V} \times 3,4\text{ A} = 397\text{ W}$, na szczycie przeciwnej połówki fali wejściowej. Oto dlaczego praca filtrów wejściowych w układzie „Pi” sprowadza się do funkcji transformatora dopasowującego i skupiania energii. Dlatego też prosty transformator szerokopasmowy nie może spełniać roli obwodu dopasowującego impedancji wyjściowej drivera i obwodu katody wzmacniacza z uziemioną siatką. Dobroć zastosowanego obwodu strojonego działa jako układ skupiający energię. Duża dobroć skupia energię, wyrównuje impedancję wejściową, powodując tym samym niski SWR wejścia, jednak pasmo przenoszenia przy tym się zawęża. Przy dużej dobroci SWR na wejściu wzmacniacza może być idealny na środku pasma, jednak na jego końcach nie do przyjęcia. Firma Eimac zwykle rekomenduje stosować obwód wejściowy „Pi” o dobroci $Q=2$ dla klasy AB2 z uziemioną siatką. Przy takiej dobroci reaktancja pojemności wejściowej C_1 jest równa $-j50\ \Omega$ i dzieląc ten wynik na 2 otrzymujemy $-j25\ \Omega$. Stosujemy wzór $C=1/25 \times 2f$, i otrzymujemy dla przykładu 220nF pojemności wejściowej, niezbędnej przy dobroci 2 dla zakresu 10 metrów. Przy zwykłej praktyce, tym nie mniej, 220nF może być niewystarczający do stworzenia dobrego SWR współpracującego ze współczesnymi transceiverami i zwykle stosowana długością kabla koncentrycznego. Można dobrać długość kabla i poprawić co nieco na 10 metrach ale pozostaje jeszcze pozostałych kilka pasm poniżej 30 MHz. W związku z tym że przełączać różne długości kabli było by niewygodnie, więc było by wygodnie spowodować aby wejściowe obwody wzmacniaczy mocy były przestrajane.

ELEMENTY W.CZ. OBWODU WEJŚCIOWEGO.

OBWODY FILTRÓW „PI”

Kiedy dobroć obwodów wyjściowego obwodu „Pi” jest niska, mogą pojawić się dwa problemy: poziom harmonicznych może być za wysoki oraz poziom dopasowania może być mniejszy zależnie od częstotliwości. Innymi słowy jeśli dobroć jest niska obwód dopasowania nie zawsze jest w stanie zapewnić przewidziane 50 Ω . Jeżeli dobroć obwodu jest za wysoka powoduje to obniżenie sprawności z powodu powstawania strat cieplnych, proporcjonalnie $[I]$ do kwadratu $\times [R]$. Optymalna dobroć obwodu powinna wynosić 12 a maksymalnie 15. Wyższa może powodować straty cieplne. Lepsze parametry można osiągnąć zmieniając układ „Pi” na „L” Po przekształceniu „Pi” na „L” obwód ma o 15 dB lepszą filtrację harmonicznych i dużo większą zdolność do sprzęgającą. Wada tego układu jest jego bardziej złożona budowa, - wiele obwodów i większa ilość sekcji w przełączniku.

ZJAWISKO NASKÓRKOWOŚCI I OBCIĄŻENIE PRĄDOWE.

W miarę wzrostu częstotliwości sygnału proporcjonalnie zmniejsza się wielkość prądu, płynącego wewnątrz przewodnika, i energia w.cz. zostaje skoncentrowana na jego powierzchni. Wraz ze wzrostem częstotliwości i zmniejszeniem powierzchni przewodnika przewodzącego prąd w.cz. opór cewki wzrasta. Dla przykładu, przewód miedziany średnicy 2 mm wytrzymuje napięcie zmienne 50 Hz o prądzie 20 A grzejąc się niewiele. Na częstotliwości 30 MHz maksymalny prąd w.cz. dla przewodu miedzianego średnicy 2mm wynosi 5A. Dlatego powierzchnia styków przełącznika w.cz. wraz ze wzrostem częstotliwości zmniejsza się wraz ze wzrostem częstotliwości. Jednym z rozwiązań jest równoległe połączenie kontaktów przełącznika zakresów. Cewka indukcyjna filtra „Pi” będzie wnosić pewne straty, Jeśli nie będzie zmieniana jej robocza powierzchnia proporcjonalnie w funkcji częstotliwości. Nieoptymalny rozmiar drutu którym jest nawinięta jest jednym z powodów pogarszania się współczynnika dopasowania na wysokich częstotliwościach. Cewka „Pi – filtra” wykonana z drutu 1,6 mm na zakresie 1,8 MHz przy mocy 1,5 kW wystarczy aż nadto. Dla efektywnej pracy na paśmie 29 MHz analogiczna cewka powinna być wykonana z rurki miedzianej średnicy 10mm, lub szyny z odpowiednią płaszczyzną powierzchni. Oczywiście że zniżenie poziomu sygnału wraz ze wzrostem częstotliwości po stronie odbiorczej obniżone od strony nadajnika o 30 % jest praktycznie niezauważalne. Innymi słowy „wyciskanie „ tych paru procent na zakresie 10 metrów nie ma w zasadzie znaczenia. Opracowanie cewki w.cz. pod kątem prądu jest dość złożone. Ogólnie można to określić jako stosunek maksymalnego prądu anodowego w.cz. do dobroci Q. Na przykład jeśli w prąd anody wynosi 1,2 A, a dobroć obwodu obciążenia wynosi $Q=15$ to prąd płynący przez cewkę będzie wynosił $1,2 \times 15 = 18A$.

SREBRO I JEGO ZASTOSOWANIE

Z punktu widzenia zmniejszenia strat w obwodach srebro, w porównaniu z miedzią mniej reaguje na kwasowość ale bardziej na dymy i zaziarczenie środowiska. Tym niemniej srebro nie daje dużej przewagi na częstotliwościach poniżej 100 MHz, a gładka miedź może być porównywalnie odporna na warunki środowiskowe pokryta lakierem poliuretanowym. Srebro jest szeroko stosowane w procesach lutowania. Spoiwo lutownicze o zawartości 95% ołowiu i 5 % srebra ma temperaturę topnienia ok. 220 stopni Celsjusza. W porównaniu z innymi „ołowiano- ołowianymi” stopami lutowniczymi stosowanymi w elektronice ma ok. 3,5 razy lepszą czepliwość i topliwość tym bardziej z trudno lutującymi się materiałami. Taki stop lutowniczy jest idealny dla lutowania obwodów Pi filtrów, przełączników zakresów, podstawek lampowych, Cewek eliminatorów pasożytniczych przebiegów itd. Itp. Przy powtórny lutowaniu jednak należy jak najstaranniej wyczyścić miejsce ze starego stopu lutowniczego.

DŁAWIK ANODOWY.

Warunki dla konstrukcji dławika anodowego są następujące:

- a) Dławik powinien mieć jak najwyższą reaktancję na najniższej częstotliwości dla ograniczenia prądów w.cz. ciekących poprzez dławik na danym zakresie.
- b) Dławik nie powinien mieć rezonansu własnego w zakresie częstotliwości roboczych.
- c) Przewód stosowany do nawinięcia dławika powinien wytrzymać przepływ stałego prądu anodowego plus prądu w.cz. na najniższej częstotliwości bez zbytniego nagrzewania się.

Jeżeli dławik anodowy ma rezonans własny na częstotliwości roboczej lub w jej pobliżu, może pojawić się na nim potencjał, nawet w wielu przypadkach kilka razy większy niż napięcie anodowe zasilania. W takim przypadku dławik może ulec przebiciu i spłonąć. Spalenie dławika anodowego może zniszczyć nie tylko sam dławik. Z powodu powstającego w takim przypadku obłoku gorącego gazu mogą ulec uszkodzeniu inne znajdujące się obok elementy lub przewody, a jeśli nie będą zastosowane oporniki ograniczające wtedy uszkodzenia będą o wiele większe. W związku z tymi warunkami przewód użyty na dławik powinien być wysokonapięciowy, izolowany odpowiednim lakierem i charakteryzować się małymi stratami dla w.cz. Karkas powinien być wykonany z tworzywa o podobnych właściwościach: ceramiką w.cz., teflon, plexi, itd. Prąd dławika powinno się ograniczyć do wielkości ok. 1A. Dla orientacyjnego zaprojektowania wielkości prądu dławika anodowego należy 2/3 napięcia anodowego podzielić przez reaktancję na najniższej częstotliwości posługując się prawem Oma.

Na najniższej częstotliwości roboczej dławik powinien mieć taką indukcyjność aby ostatecznie ograniczyć „wyciekający” prąd. Dla zmniejszenia prądu „przeciekającego” niezbędne jest zwiększenie indukcyjności, tym niemniej większa indukcyjność prowadzi do zwiększenia parazytów a także zwiększa możliwość spalania się dławika. Jakie więc jest wyjście? Wiele lat istniały różne metody walki z rezonansami dławików. Po części nawijanie sekcjami nie dawało pożądanych rezultatów i nie jest to tak całkiem dziwne ponieważ maksymalna separacja pomiędzy sekcjami (uzwojeniami) jest wtedy kiedy one są względem siebie ustawione prostopadle względem siebie. W tym przypadku pomoc może wykorzystanie dwóch niewielkich dławików ustawionych pod kątem prostym względem siebie. Dławik o dużej indukcyjności (około 60uH) jest wolny od rezonansów w pobliżu pasm amatorskich i ma reaktancję $X_1 = 679 \text{ Omów}$. Napięcie przyłożone do dławika w.cz. pozostawia (zgodnie z zasadami) 2/3 napięcia zasilania anody. Na przykład, jeśli wzmacniacz zasiliłmy napięciem 3 kV to oznacza 2 kV efektywnego napięcia na dławiku. Jeżeli indukcyjność dławika wynosi 60 uH to na częstotliwości 1,8 MHz prąd płynący poprzez dławik wynosić będzie: $2000\text{V}/679 \text{ Omów} = 2,95\text{A}$. Dobranie kondensatora separującego w tym układzie jest dość trudne. Zwykłe dyskowe kondensatory obliczone są na prąd 1Ampera. Drugi problem to ten że na 1,8 MHz pojemność niezbędna dla prawidłowej pracy to 130pF ($X=679 \text{ Omów}$) dla kompensacji $X_L = 679 \text{ Omów}$. Zatem przepływ prądu 3A na 1,8 MHz wymaga doboru odpowiedniego kondensatora. Własne rezonanse dławika anodowego można określić za pomocą miernika GDO, a jeżeli rezonans taki znajduje się + -5% od częstotliwości roboczej mogą wyniknąć problemy. Zmieniając ilość zwojów można zmienić częstotliwość rezonansową dławika, tym samym w niewielkim stopniu zwiększyć przepływ prądu poprzez dławik, jednak najbardziej efektywnym wydaje się przełączenie dławików zależnie od zakresu pracy przez przełączniki próżniowe.

KONDENSATORY I PRĄD W.CZ.

Kondensatory przez które płynie prąd w.cz. mają różne powody wewnętrznego nagrzewania się. Tak jak kondensatory filtrów dopasowujących, elementarną oporność w układach pojemnościowych wytwarzają ciepło, które jest proporcjonalne (I kwadrat $\times R$). Z powodu zjawiska naskórkowości oporność wzrasta wraz ze wzrostem częstotliwości. Drugą

przyczyną powstawania ciepła są straty dielektryczne. W związku z tym że straty dielektryczne także zmieniają się w związku ze zmianami częstotliwości, prąd płynący przez kondensatory także się zmienia. Zwykle kondensatory używane w nadajnikach sprawdzane są na trzech różnych odległych od siebie częstotliwościach. Niezbędne jest sprawdzenie napięcia pracy określonego przez wytwórcę, a przede wszystkim pojemności w obwodach nadawczych. Pomimo że te kondensatory przeznaczone były do nadajników, to nie znaczy że zastosowane w innym układzie pracy będą dobrze spełniać swoją rolę.

OKREŚLENIE WIELKOŚCI KONDENSATORÓW BLOKUJĄCYCH.

Komponenty zasilacza wzmacniacza mocy mogą być uszkodzone od napięcia w.c.z. a w szczególności kondensatory elektrolityczne. Konieczne jest zamontowanie blokady wysokiej częstotliwości od strony podłączenia napięcia anodowego do dławika anodowego. Przy tym należy pamiętać że przenikające napięcie w.c.z. nie powinno być większe niż 10V na najniższej częstotliwości pracy.

Wielkość pojemności dla wysokiego napięcia zwykle obliczamy stosując prawo Oma. Wielkość prądu przepływającego przez dławik anodowy, i wielkość kondensatora blokującego powinny być obliczone dla najniższej częstotliwości, – zwykle 1,8 MHz. Na przykład jeżeli reaktancja dławika anodowego wynosi $X_L = j2000 \text{ Omów}$ i napięcie anodowe wynosi 2000V prąd przepływający przez dławik będzie równy $2000V/2000\text{Omów} = 1A$. Wychodząc z zakładanej wielkości napięcia maksymalnego 10 V, oporność powinna wynosić mniej lub maksymalnie 10 Omów. Wyliczamy teraz wielkość pojemności: $C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi \times 3,14 \times 1,8 \text{ MHz}} = 8842\text{pF}$. Stosując zwykle kondensatory pojemności 1000pF jest niedostateczne i wielkość napięcia wyniesie 88V przy wielkości przepływu prądu przez dławik 1A. Kondensatory dyskowe wysokonapięciowe nie były projektowane do napięcia w.c.z. dlatego nie mogą być stosowane jako blokujące, zwykle są one stosowane tylko w blokach zasilaczy. Tak więc pojemność 2500pF/7,5 kV przy prądzie anodowym 1A znacząco się nagrzewa.

WYSOKONAPIĘCIOWE KONDENSATORY SEPARUJĄCE.

Prawidłowy dobór kondensatorów separujących jest bardzo ważny z punktu widzenia prawidłowej pracy wzmacniacza mocy. Przeznaczone są do oddzielania prądu stałego i wysokich prądów wielkiej częstotliwości. Przy pracy na zakresie 10 metrów przez kondensator powinna przepływać większa część napięcia obwodu drgań. A to dla czego. Pojemność anodowa lampy na zakresie 10 metrów stanowi istotną część pojemności obwodu strojenia. Dlatego duża część prądu krążącego w obwodzie przepływa przez kondensator separujący. We wzmacniaczach mocy na zakresie 10 metrów prąd w tym obwodzie o wartości od 5 do 10 Amper nie jest rzadkością, i wybór odpowiedniego kondensatora może być oparty o takie wartości. Wskazane jest obliczenie kondensatora (lub kondensatorów) w oparciu o maksymalny prąd obwodu.

Pojemność kondensatora separacyjnego nie jest krytyczna, i 1000 pF wystarczy aż nadto na zakresie 1,8 MHz. Reaktancja pojemnościowa $X_C = 88 \text{ Omów}$ i jest to wartość nie znaczna w stosunku do oporności anody pomiędzy 1 a 2 kiloomy.

OBSZAR ROBOCZY

Termin „Obszar Roboczy” – jest to określenie obszaru pracy na którym zachodzą chwilowe zmiany napięcia anodowego górę i w dół bez ograniczenia i sygnały są wzmacniane bez zakłóceń. W tetrodach maksymalny szczyt prądu anodowego (przy minimalnym napięciu) może doprowadzić do nadmiernego prądu siatki ekranującej i pogorszyć liniowość. Chwilowe zmniejszenie napięcia anodowego nie powinno być niższe niż napięcie siatki ekranującej. Dla przykładu ,- dla tetrody przy napięciu anodowym 4000Volt i napięciu na drugiej siatce 700Volt, obszar roboczy wynosi odpowiednio 4000 minus 700 = 3300Volt w szczytach.

W pentodach chwilowe zmiany napięcia anodowego może być dostatecznie blisko napięcia „odcięcia” – które zwykle jest bliskie zera Voltów. Dla przykładu jeśli napięcie ekranu wynosi 800V wtedy obszar roboczy wyniesie około 3750 Volt , dlatego pentody mają większy obszar roboczy niż tetrody, i wynika z tego że pentody są nieco efektywniejsze od tetrod. Jednak pentody są dużo droższe a ilość typów jest ograniczona. Pentody mają zwykle mniejszą pojemność przechodnią niż tetrody i dzięki temu teoretycznie pentody pracują stabilniej . Wiele opracowań wzmacniaczy na pentodach nie stosuje neutralizacji, ponieważ pentody mają stosunkowo niewielką pojemność sprzężenia zwrotnego pomiędzy anodą a pierwszą siatką. Tym niemniej dla zapewnienia wysokiej liniowości , stabilności oraz niskiego wejściowego SWR pentody powinny mieć neutralizację. Jest to dobrze pokazane na rysunku 8 dla tetrody klasy AB1. Wykorzystując w to miejsce pentodę niezbędnym jest połączenie trzeciej siatki z katoda za pomocą rezystancji ograniczającej ok. 10 Omów. Jednak siatka trzecia powinna być na stałe połączona z masą układu (w.cz.!) ze względu na zmniejszenie sprzężenia zwrotnego między anodą a siatką sterującą.

OCHRONA SIATKI EKRANUJĄCEJ.

Siatka ekranująca każdej lampy ma maksymalną dopuszczalną moc strat i jeżeli stosunek prądu siatki do napięcia dojdzie do tej wartości lampa może ulec uszkodzeniu. To się może łatwo stać przy zaniku napięcia anodowego lub przy zbyt niskim napięciu, dlatego stosuje się różne warianty ochrony przed takim zdarzeniem. W wypadku zaniku napięcia anodowego przy podanym napięciu na siatkę ekranującą kiedy nie ma układu ochrony ,napięcie będzie nadmierne. Inne niebezpieczeństwo jest takie że powstaje wsteczny prąd siatki. Ten prąd może zacząć niekontrolowany wzrost. Takie zjawisko zachodzi często. Wsteczny prąd siatki często obserwuje się przy pracy w klasie AB1. Zanim spali się bezpiecznik w rezystywnym obciążeniu , lub zabezpieczenie w stabilizatorze regulatora polaryzacji, prąd wsteczny może szybko zniszczyć lampę. Dla lamp z napięciem siatki pomiędzy 300 a 800 Volt bezpiecznik napięcia w obwodzie stabilizatora wydaje się rozwiązaniem właściwym. Zabezpieczenie stabilizatora jest połączone poprzez wysokoomowy rezystor ze źródłem napięcia anodowego.

Zalety takiego zabezpieczenia siatki to:

- a) Ograniczenie maksymalnego prądu siatki ekranującej.
- b) Ochrona przed prądem wstecznym siatki ekranującej.
- c) Wyłączenie napięcia ekranu przy zaniku napięcia anodowego.

Dla lamp mocy mających duże prądy siatek ekranujących takie rozwiązanie jest niepraktyczne, lepsze rezultaty dają regulatory typu pośredniego. Dla ochrony od prądu wstecznego siatki na wyjściu regulatora niezbędne okazuje się zamontowanie rezystora bezpieczeństwa. Powinien on wytrzymać maksymalnie prąd równy 20- 25 % maksymalnego prądu siatki. Dla ochrony

przed nadmiernym prądem siatki można też zastosować szybki bezpiecznik, lub wyłącznik magnetyczny sprzężony z pierwszym uzwojeniem transformatora obwodów siatki.

STABILNOŚĆ NA ZAKRESIE UKF

OBWODY ANTYPARAZYTOWE WE WZMACNIACZACH.

Każdy wzmacniacz mocy ma w skrajnym przypadku dwa obwody rezonansowe na wejściu. Najbardziej oczywistym jest układ filtra w.cz. (obwód Pi). Mniej oczywistą okazuje się obwód rezonansowy UKF złożony z pojemności anody oraz indukcyjnością przewodów pomiędzy obwodem anodowym. We wzmacniaczach powyżej 1500 Wat obwód anodowy rezonuje w okolicach 100MHz co leży daleko poza zakresem fal roboczych, omówione w charakterystykach technicznych wykorzystania lampy (rys.9).

Rezystancja zastępcza wysokonapięciowego obwodu równoległego jest bardzo wysoka, a obwodu o małej dobroci jest niska. Wzmocnienie lampy jest proporcjonalne do oporności obciążenia: dużej oporności towarzyszy duże wzmocnienie. Jeżeli przewody mają na zakresie UKF wysoką dobroć wtedy opór zastępczy będzie wysoki i promieniowanie w.cz. (wzmocnienie) na zakresie UKF także będzie duże. Przy niskiej dobroci doprowadzeń rezultat będzie odwrotny. Dowolny impuls prądowy w obwodzie anody spowoduje w tym obwodzie drgania tłumiące. To można także zaobserwować przy pomocy oscyloskopu lub analizatora widma. Amplituda tych drgań jest proporcjonalna do dobroci obwodu anodowego, i jeżeli żadna ich część nie przedostaje się na wejście wtedy problemu nie ma. Przyjęto założenie że we wzmacniaczu z uziemioną siatką , siatka ekranuje wejście od wyjścia. We wzmacniaczu klasy AB1 ze sterowaniem w pierwszej siatce , wydaje się że uziemiona dla w.cz. druga siatka także ekranuje wejście od wyjścia. Tym niemniej w rzeczywistości tak się nie dzieje, i część słabego sygnału UKF z obwodu anody przedostaje się na wejście przez pojemności parazytowi i ulega wzmocnieniu. W wypadku kiedy amplituda i faza okażą się zgodne, pojawią się drgania na częstotliwości rezonansowej obwodu UKF. Jeżeli te drgania znajdą sobie jakiegokolwiek obciążenie , nic strasznego się nie stanie , jednak obwód wyjściowy wzmacniacza okazuje się filtrem niskich częstotliwości i efektywnie przenosi sygnały leżące w okolicy zakresów roboczych, dlatego pojawiający się generator UKF pracuje bez obciążenia. To powoduje gwałtowny wzrost prądu siatki i natężenie prądu UKF w rezultacie czego może dojść do przebicia kondensatorów i odłazenia się napięcia UKF na obwodach przełącznika zakresów. Najczęściej jednak pojawia się to na przekaźnikach oraz i otwartych stykach przełącznika na zakres 10 metrów które są umieszczone najbliżej obwodów anody i są najbardziej podatne na takie oddziaływanie. B takim przypadku kontakty przełącznika mogą się rozlutować lub nadpalić.

PRZYCZYNY SAMOWZBUDZENIA.

W literaturze krótkofalarskiej wielokrotnie opisywano metody powstawania pasożytniczych oscylacji w zakresie UKF. Logika jest tutaj prosta. Układ powstawania zakłóceń powinien pracować w obwodzie anody a niska dobroć obwodu pochłania ze znacznymi stratami, to dlaczego by nie zmniejszyć Q posługując się przewodem o wysokiej oporności? „Kombinacja indukcyjności i oporności jest bardzo efektywna dla ograniczenia szkodliwego promieniowania ale przy bardzo małych wielkościach.” To jest cytata z „ The Radio Amateur’s Handbook „ z 1929 roku. Jednak następne

wydania z niewiadomych powodów autorzy to zdanie „zapominali” dołączyć. Wtedy ta wada niezbyt mocno frapowała krótkofalowców, dlatego że ówczesne lampy mocy miały niskie wzmocnienie na UKF a także niestabilność miała nie tak wielkie znaczenie. W następnych dziesięcioleciach wśród radioamatorów weszło w przyzwyczajenie wykonywać obwody zasilania z miedzianych lub srebrzonych drutów. Stało się to z powodu przydatności takiego przewodu w konstrukcjach obwodów anodowych. (jakby chciano zmniejszyć straty na częstotliwości roboczej) poza tym lutowało się to prościej niż nichrom. Tymczasem parametry lamp polepszano (wzmocnienie, zakres częstotliwości roboczych ,itd. ,itp.) i w pewnym momencie stare metody eliminacji zakłóceń straciły aktualność .

OGÓLNE METODY WALKI Z ZAKŁOCENIAMI PARAZYTOWYMI.

Dla zwiększenia strat i zmniejszenia dobroci obwodów antyparazytowych na UKF powinno się stosować przewody z dużą opornością jednostkową. Najlepszymi wydają się stopy niklu, chromu i żelaza. Możliwe jest stosowanie niektórych stopów stali nierdzewnej. Stosowanie miedzi , aluminium, i srebra powinno być ograniczone do minimum. Tym niemniej powinno się używać dobrego przewodnika za kondensatorem dostrojczym ponieważ ten kondensator oddziela Pi filter i obwód antyparazytowy UKF. Oporność wejściowa większości lamp wynoszą jedności kiloomów, dlatego nie ma konieczności stosowania grubych drutów pomiędzy anodą i kondensatorem dostrajającym. Jeśli przedmiotem opracowania jest stabilność na UKF (brak obwodu antyparazytowego) wtedy nie ma konieczności stosowania grubszych przewodów jak na maksymalny prąd zakresu (t.j. prądu w.cz. na zakresie 10 metrów pomiędzy anodą a kondensatorem dostrajającym). Przewodniki o okrągłych kształtach mają mniejszą dobroć na UKF niż płaskie szyny miedziane. Dla zwiększenia obciążenia prądowego czy też dla zmniejszenia indukcyjności przewodów stosuje się dwa równolegle połączone okrągłe przewody rozstawione na odpowiednią odległość , odpowiadające parametrami szynie miedzianej o takiej szerokości.

OGÓLNE ZASADY PRZY BUDOWIE WZMACNIACZY.

- 1) Przy projektowaniu ułożenia detali (topologia) wzmacniacza starajcie się umieścić kondensator dostrajania (anodowy kondensator filtru Pi) jak najbliżej anody . Zmniejszy to indukcyjność rezonansową obwodu anody i przesunie ewentualny rezonans UKF w górę. Jeśli ta odległość będzie zbyt duża wtedy może utworzyć się obwód długości $\frac{3}{4}$ lambda a to spowoduje problemy ze stabilnością , szczególnie przy zastosowaniu współczesnych lamp szerokopasmowych.
- 2) W celu rozdziału obwodu rezonansowego UKF przyłączajcie cewkę indukcyjną bezpośrednio do kondensatora anodowego. Tak jest lepiej niż podłączać ją do kondensatora separującego.
- 3) Pojemność ekranu, w którym umieszczamy obwody wyjściowe wzmacniacza, może stać się wysokonapięciowym rezonatorom UKF i powodować powstawanie drgań zakłócających. Ten problem jest szczególnie aktualny dla przemysłowych wzmacniaczy mocy. Dla tłumienia takich drgań wykorzystujemy krótkozwarte zwoje z wysoką opornością.
- 4) W niektórych przypadkach dławik anodowy może mieć rezonans na UKF, powodując drgania pasożytnicze. Może to zaistnieć po zaobserwowaniu kilku zwojów przypalonego drutu na powierzchni dławika po przebiciu. Dla eliminacji takiego rezonansu można spróbować zastosować kilka ferrytowych perełek zamontowanych na „gorący koniec” dławika.

Jednym z ważniejszych prawideł jest to że dobroć obwodu jest równa reaktancji zastępczej podzielonej przez sprzężenie linii. $Q=X/R$. dobroć może być zmniejszona poprzez zwiększenie

sprężenia , zmniejszeniem reaktancji lub jednoczesnym zmniejszeniem obu tych wielkości. Jednym ze zwykle stosowanych sposobów zaniżenia dobroci Q jest zastosowanie rezystorów lub przewodników o małej dobroci. Posrebrzany łącznik ma bardzo dużą dobroć na UKF , i zwykle posrebrzane łączniki stosowane są w obwodach anodowych wzmacniaczy KF w zastosowaniu jako " potencjalne źródła drgań pasożytniczych" na UKF. Bardziej prawidłowym było by nazywanie ich „ symulator drgań pasożytniczych” Właściwa przewodność miedzi jest o 6% mniejsza niż właściwa przewodność srebra i dlatego miedź nie za dobrze obniża szkodliwe promieniowanie w porównaniu ze srebrem. Pomysł aby zastąpić miedziane elementy srebrzonymi jest bez sensu to jest tak jakby zrobić szkolną gumkę do mazania z teflonu. Obniżając reaktancje indukcyjną skróceniem długości przewodów, można podnieść stabilność, jeżeli skrócenie przewodów w obwodach anodowym i katodowym rzeczywiście doprowadzi do poprawy na obwodzie katody i anody.

Innym sposobem poprawienia stabilności jest kompensacja niektórych reaktancji indukcyjnych w obwodzie połączenia siatek z masą wzmacniacza poprzez niewielkie pojemności. To podnosi częstotliwość rezonansu własnego obwodu siatki w punkcie, gdzie lampa wzmacniacza będzie miała mniejszą skłonność do samowzbudzenia. Jednym ze wzmacniaczy w którym była zastosowana ta metoda był wzmacniacz firmy Collins zbudowany na czterech lampach 811A (rosyjska wersja G-811) w układzie z uziemioną siatką. Wielu współczesnych producentów wzmacniaczy do dzisiaj stosuje ten sposób w wersjach wzmacniaczy sterowanych w katodzie.

Kondensatory które kompensują indukcyjność obwodu siatki , były najbardziej efektywne, kiedy były zastosowane we wcześniejszych wersjach lamp typu 811A. Ta metoda jest mało efektywna w lampach współczesnych które konstrukcyjnie mają małą indukcyjność siatkową.

Inną metodyką antyparazytową jest włączenie rezystancji równolegle z obwodem sterującym zaniżającej jego dobroć na częstotliwości rezonansu własnego obwodu katody i tłumiącego oscylacje pasożytnicze. Wejściowa rezystancja tłumiąca zaniża także IMD (zniekształcenia intermodulacyjne) przy nieznacznym wzmocnieniu sterowania wzmacniacza. Rezystor wejściowy tłumiący zniekształcenia parazytowe jest wystarczająco efektywny dla stabilizacji niestabilnych wzmacniaczy, jednak nie zawsze na 100% rozwiązuje problemy, i w wielu wypadkach problemem okazuje się obwód anodowy.

DOBÓR OPTYMALNEGO ANODOWEGO DŁAWIKA ANTYPARAZYTOWEGO

Przewidzieć wszystkie problemy występujące przy rozwiązywaniu problemów oscylacji pasożytniczych jest wręcz niemożliwe. Dla przykładu można zmienić długość obwodu i tym samym uzyskać jakby stabilniejszą pracę wzmacniacza, ale kiedy zamkniecie obudowę i zakręcicie ostatnią śrubkę , nagle zacznie się palić rezystor antyparazytowy , lub cos innego.

Jako dobry przykład można przytoczyć historię amerykańskiego krótkofalowca AG6K, który usuwał problemy rezonansów pasożytniczych we wzmacniaczu fabrycznym zbudowanym na dwóch triodach 3-500 Z.

Podczas pracy wzmacniacza nieustannie słyszał dźwięk łuku elektrycznego. Według instrukcji obsługi danego wzmacniacza „pojawienie się łuku elektrycznego to normalne zjawisko” (...!?) Przez kilka miesięcy to „normalne zjawisko” spowodowało wypalenie niektórych styków przełącznika zakresów obwodu wyjściowego. Źródłem niepożądanego napięcia w.cz. jak się okazało dużo

wyższego niż zwykłe napięcie w tym wzmacniaczu , jak się okazało mogły być oscylacje na zakresach UKF!

Pierwsza próba polegała na wstawieniu dwóch bezindukcyjnych rezystorów o wartości 10 Omów i mocy 2 Waty bezpośrednio w obwód w.cz. katody lamp. Niestety... styki paliły się dalej a im bliżej anody znajdowały się (styki obwodu anodowego) tym bardziej.

Przed załączeniem wzmacniacza na nowo , autor włączył bezpośrednio w obwód zasilania anodowego dwa rezystory 10 Omów 2Waty w charakterze zabezpieczenia o ograniczenia prądu , na wypadek ponownego samowzbudzenia. To powinno również ograniczyć skoki napięcia podczas rozładowywania kondensatora filtra bloku zasilania. Jeśli by tego nie zrobić to taki skok napięcia może „przestrzelić” siatkę do obwodu żarzenia i spowodować jej zespawanie z katodą co spowoduje zniszczenie lampy. Jeżeli w danym przypadku zastosujemy oporność 10 Omów /10 Watów wtedy uzyskamy lepszą ochronę. Dalej,- przed włączeniem wzmacniacza był sprawdzany stabilitron w obwodzie katody, regulujący napięcie polaryzacji. Okazało się że podczas samowzbudzenia a nastąpił taki skok napięcia że stabilitron okazał się przebity. Następnie stabilitron był zamieniony na łańcuszek diod. (7 sztuk 1A/50 Wat) włączonych w kierunku przewodzenia. To ustawiło napięcie polaryzacji na około 5 Volt. Przy złączeniu wzmacniacz pracował stabilnie przy napięciu anodowym 2200Volt na zakresach 14 i 28 MHz, jednak przy zwiększeniu napięcia do 3200 Volt znowu pojawiały się oscylacje pasożytnicze. Sytuacja była niezrozumiała!

W każdym wzmacniaczu KF występuje strojony obwód UKF składająca się z pojemności anody względem ziemi i indukcyjnością własną przewodów lub łączówek pomiędzy pojemnością anody a pojemnością obwodu wyjściowego (anodową) filtru Pi. Częstotliwość rezonansu tego obwodu może być zmieniana nieznacznie korekcją zestrojenia pojemności anodowej obwodu Pi .

Była mierzona rzeczywista częstotliwość rezonansu obwodu anodowego za pomocą GDO , sprzężonego pomiędzy dławikiem anodowym a pojemnością blokującą która jak się okazało wynosiła 130 MHz, przy bardzo dużej dobroci. Potem zmierzono rezonans przewodu bezpośrednio podającego sygnał w. cz. do katody – rezonans okazał się bardzo zbliżony do tejże wartości. To było złe!

Wadliwą częścią indukcyjności która powodowała rezonans(pasożytniczy) w obwodzie anody okazała się 50 mm U-kształtną miedzianą łączówką, łączącą kondensator separujący i dławik anodowy w.cz. Niewinna na pierwszy rzut oka łączówka miała indukcyjność 39 uH i na częstotliwości 130 MHz miała reaktancję +j32 Omów. Dla zneutralizowania tego obwodu równolegle była przylutowana oporność 5,1 Oma. Po włączeniu wzmacniacza i podaniu sterowania spłonął rezystor – bezpiecznik i rezystor tłumiący U – kształtną łączówkę. Rezultatem był wniosek że przyczyną wzbudzenia były zbliżone rezonanse obwodów wejściowych i wyjściowych (około 130 MHz). Jeżeli dało by się zwiększyć częstotliwość rezonansu własnego obwodu anodowego w obszar gdzie lampy 3-500Z mają mniejszy współczynnik wzmocnienia , umożliwiło by to eliminację drgań pasożytniczych.

Przyczyna mogła leżeć także w nielogicznym zastosowaniu srebrzonej łączówki o dużej dobroci bo zwykle te łączówki wykonuje się jako małej dobroci w celu obniżenia możliwości samowzbudzenia. Poza tym wysoka dobroć anody także była jednym z czynników do samowzbudzenia.

MATERIAŁY O NISKIEJ DOBROCI.

Zwykle obwody o małej dobroci wykonuje się z taśmy nichromowej lub przewodu. Ten materiał ma 60 razy wyższą oporność właściwą niż miedź lub srebro. Pomiar dobroci za pomocą miernika Q (dla UKF) potwierdziły że nichrom ma dużo mniejszą dobroć niż inne często używane przewodniki.

Niestety taśmę nichromową lub drut bardzo ciężko dostać , dlatego miękki nierdzewny przewód można uznać za zadowalający zamiennik , ma oporność większą 10 razy ale podobnie jak nichrom ciężko to zdobyć. Przewód miedziany był zamieniony na kawałki taśmy nichromowej szerokości 3 mm i długie na 35mm. Cewka złożona z trzech zwojów i wykonana z nierdzewnego drutu średnicy 1mm o średnicy wewnętrznej 7mm była połączona bezpośrednio z paskiem nichromu w celu pomiaru częstotliwości dostrojenia obwodu. To podniosło własną częstotliwość pracy obwodu do 150 MHz i obniżyło jego dobroć.

W pierwszym rzędzie zamontowane (oryginalnie) oporniki srebrzone o wysokiej dobroci zamieniono na oporniki bezindukcyjne o małej dobroci i wartości 100Omów /2Waty włączone równoległe do cewki „eliminatora” o wartości 70 uH, wykonanej z drutu nierdzewnego o średnicy 1 mm . Dla zabezpieczenia niskiej dobroci wszystkie wyprowadzenia obwodów antyparazytowych były wykonane z drutu stalowego z wykonanymi oczkami dla mocowania „pod śrubkę”. Można jeszcze bardziej poprawić eliminację parazytów zamieniając stal na nichrom. Jeżeli pomimo to wzmacniacz ma tendencje do wzbudzeń można spróbować zwiększyć ilość zwojów cewki do 4. Nie jest dobre zwiększać ilość zwojów cewki(indukcyjność) dlatego że może to stać się przyczyną dużego spadku napięcia na rezystancji 100 Omów w zakresie 28 MHz.

We wzmacniaczach z długimi doprowadzeniami anody zaleca się stosować dwa obwody antyparazytowe podłączone kolejno, co także obniży dobroć na UKF. Podobna technika likwidacji drgań pasożytniczych była stosowana w konstrukcjach innych firm np. Kenwood, Heatkit i Henry itd., itp. (rys10)

JAK I DLACZEGO DŁAWIK ANTYPARAZYTOWY SZYBKO REAGUJE.

Stosowanie dławików antyparazytowych spełnia dwa ważne zadania. Pierwsze zadanie – to zapobieżenie powstawaniu rezonansów pasożytniczych w zakresie UKF drogą obniżenia dobroci rezonansowej obwodu. Efekt drgań pasożytniczych to niepożądana część generacji. Zaniżając efekt „swobodnych drgań” tym samym obniżamy zdolność powstania generacji pasożytniczych.

Drugie zadanie dławika antyparazytowego to obniżenie poziomu napięcia w zakresie UKF. Wzmocnienie napięcia jest proporcjonalne do oporności obciążenia wyjściowego lampy wzmacniacza. Wysoka oporność lampy obciążenia oznacza wysokie wzmocnienie napięcia a niska małe. Jeżeli wzmocnienie na UKF lampy wykonano jako wystarczająco małe z możliwością obniżenia obciążenia wyjściowego na UKF, to napięcie na tym zakresie będzie niskie i niewystarczające do powstania drgań zakłócających.

Jeżeli do anody lampy podłączony jest przewodnik „kontur” o wysokiej dobroci , to poprzez pojemność anody , sprzężeniu na UKF z masą , pojawia się filtr „kontur” na UKF o wysokiej dobroci. Pojemnością w tym wypadku okazuje się pojemność wyjściowa lampy, a indukcyjnością , - indukcyjność odcinków połączeniowych Pi filtra wraz z pojemnością obwodu anodowego. Obwód równoległy o wysokiej dobroci zachowuje się jak duże sprzężenie na częstotliwości rezonansu własnego. Jeżeli teraz wzmacniacz ma dużą oporność wyjściową oraz bardzo duże wzmocnienie na UKF , wtedy mocno prawdopodobne jest powstanie niepożądanych drgań na UKF.

Równoległy obwód rezonansowy o małej dobroci będzie mieć stosunkowo małe sprzężenie na częstotliwości rezonansowej. Jeśli dwa przewodniki włączone równoległe mają różną indukcyjność i są podłączone do pojemności wyjściowej wtedy dwu rezonansowy efekt będzie powodował także mniejszą dobroć. To jest efekt szerokopasmowości który otrzymuje się podczas strojenia pierwotnych i wtórnych obwodów transformatorów w.cz. na różne częstotliwości.

Ta metoda efektywnie zmniejsza dobroć i zmniejsza sprzężenie obwodu na UKF, co z kolei zmniejsza efekt wzmocnienia zakłóceń.

Typowy obwód antyparazytowy składa się z dwóch równoległych obwodów o niskiej dobroci: przewodnik i indukcyjność. Przewodnik to rezystor o małej oporności stanowiący drogę dla prądu o małej indukcyjności. Indukcyjność to cewka wykonana z nichromu o małej dobroci. W rzadkich przypadkach źródłem oscylacji pasożytniczych okazuje się rezonans własny na UKF dławika anodowego lub żarzeniowego. Ten problem może być rozwiązany za pomocą tłumików UKF a jako takie mogą służyć perełki ferrytowe lub „kształtki” o przenikalności $\mu = 1000$ nałożone na każde wyprowadzenie dławika anodowego, a przy dławiku anodowym efektywnym rozwiązaniem jest włączenie w obwód oporników o mocy 10 do 15 Wat na początku i na końcu uzwojenia dławika.

OMÓWIENIE OBWODÓW POWSTANIA SAMOWZBUDZENIA.

Najprostszy rodzaj tłumika – opornik. On zmniejsza dobroć, powodując zwiększenie odporności dla strat. Ich zastosowanie jest możliwe tylko przy małych poziomach mocy. Tradycyjne eliminatory drgań pasożytniczych o niestabilnej częstotliwości mają dwie przewagi nad rezystorami – wytrzymują dużo większy prąd i zmuszają rezonanse UKF do „pracy przeciw sobie”.

Eliminatory drgań pasożytniczych o niestabilnej częstotliwości zwykle składają się z cewki o danej indukcyjności i rezystora o małej indukcyjności. Oś cewki jest równoległa z rezystorem. Taki eliminator pracuje w następujący sposób: Pole magnetyczne prądu płynącego przez rezystor jest prostopadłe do kierunku płynącego prądu. Magnetyczne pole cewki jest równoległe do płynącego prądu. Wzajemna przeciwstawne fazy pól magnetycznych spowodują się do tego że cewki pracują niezależnie jedna od drugiej. Okazuje się że dwie cewki podłączone do stałej pojemności w tym przypadku do anody. W ten sposób cewka ma wyższą indukcyjność od rezystora i ma rezonans na niższym UKF niż przedstawiona wartość rezystora. To powoduje rozszerzenie zakresu eliminacji drgań UKF i obniża dobroć Q podobnie jak wzajemnie rozstrojone obwody w transformatorach p.cz. rozszerzając pasmo przepuszczania odbiornika. Zmniejszenie dobroci na UKF zmniejsza równoległe oporność obciążenia anodowego na tych częstotliwościach, zmniejsza wzmocnienie i obniża prawdopodobieństwo powstania drgań pasożytniczych i samowzbudzenia wzmacniacza. Wybór optymalnej cewki dla eliminatora najlepiej wykonać eksperymentalnie, Włączając wzmacniacz na pasmo 10 metrów. Z tego powodu że Pasma 10 metrów to już prawie UKF, obwód który trzeba stłumić pod kontem UKF powinien się zacząć nagrzewać podczas przepływu prądu na tym zakresie. Jeżeli indukcyjność jest mała rezystor nie będzie się nagrzewał, jeżeli duża wtedy nagrzeje się i spali.

Dowolny prostoliniowy przewodnik posiada indukcyjność proporcjonalną do jego długości. Rezystory mocy tzw. „bezindukcyjne” mają znaczną długość i także indukcyjność która jest duża jeśli tyczy się to stosowania w eliminatorach promieniowania UKF. Prościej jest wykonać taki rezystor z kilku równoległych włączonych odcinków przewodu z nichromu oddalonych od siebie na pewną odległość.

Tłumiki oscylacji pasożytniczych o niestabilnej częstotliwości mogą być wykonane bez rezystora drogą połączenia dwóch nichromowych przewodów z różną indukcyjnością. Na przykład srebrzona szyna w obwodzie anody jako źródło możliwych nieprawidłowości może być zastąpiona obwodem o niskiej dobroci złożonym z dwóch równoległych przewodów z nichromu. Jeden z nich powinien być o 25% dłuższy niż to niezbędne dla danej odległości. Jego geometryczna długość można zmniejszyć zwinając nadmiar w małą cewkę 1-2 zwojów. Oś cewki powinna być równoległa do osi drugiego przewodu. Takie ustawienie pozwoli na zniesienie faz prądów cewki i prostego odcinka przewodu.

Dla dużych wzmacniaczy mocy takie tłumiki stosuje się praktycznie wszędzie, ponieważ znaleźć bezindukcyjne rezystory o dużej mocy jest trudno i nie jest to tanie. W bardzo dużych wzmacniaczach tłumiki wykonane są z płaskiej szyny nichromowej ponieważ prądy płynące w obwodach anody są olbrzymie. (rysunek 10)

Jeżeli we wzmacniaczu wykorzystuje się dwie lampy , i jednocześnie dwa obwody tłumienia , sprzężenie magnetyczne pomiędzy nimi także może być przyczyną powstania drgań pasożytniczych na UKF. W takim przypadku eliminatory rozmieszcza się pod kątem 90 stopni. Jeżeli ze względów konstrukcyjnych eliminatory muszą być równoległe zaleca się nawinąć cewki w przeciwnych do siebie kierunkach i rozmieścić je możliwie najdalej od siebie.

OCENA SKUTECZNOŚCI TŁUMIENIA PASOŻYTNICZYCH DRGAŃ UKF.

Niektórzy krótkofalowcy a także inżynierowie nie wierzą w możliwość aby we wzmacniaczach mocy fal krótkich powstawały pasożytnicze drgania UKF. Można to zrozumieć, ponieważ najczęściej powstające i najtrudniejsze do wykrycia (skokowe) trwają mikrosekundy. Dłuższe i mocniejsze oscylacje pasożytnicze możliwe są tylko we wzmacniaczach wielolampowych. Rezultatem są ciągłe oscylacje między anodami. Takie drgania charakteryzują się bardzo dużą mocą emitowaną z anody , równą średniemu prądowi anody i siatki przy nieobecności napięcia sterowania i braku przebieg. Wygasić je można tylko zatykając Lampe minusem(przełączając wzmacniacz na odbiór). Jednak to bezcelowe przy uderzeniowym charakterze wzbudzenia , znaczy to tyle że kończy się kiedy operator usłyszy „strzał” przebiecia. Pasożytnicze drgania UKF powstają nieoczekiwanie. Może zaistnieć mnóstwo impulsów prądu anodowego zanim powstaną oscylacje pasożytnicze. Także pomimo że nie ma na to żadnych naukowych dowodów okazuje się że fraza "CQ Contest" może wywołać całą serię takich drgań – tym bardziej im są to ważniejsze zawody, a sklep z częściami radiowymi okazuje się zamknięty jak zwykle do poniedziałku.

Decydującym czynnikiem przy powstawaniu oscylacji pasożytniczych na częstotliwościach UKF jest wzmocnienie lampy lub lamp zamontowanych we wzmacniaczu. Jednak w nowych lampach, jednego producenta , i w jednej partii wzmocnienie na UKF może się różnić. Lampy które mają wzmocnienie poniżej średniej , mogą nigdy nie przejawiać skłonności do samowzbudzenia nawet bez zachowanych stosowanych zwykle środków ostrożności, przy używaniu takich lamp okazuje się że wzmacniacz jest nadzwyczajnie stabilny. W związku z tym ujawnienie takich skłonności w danym egzemplarzu wymaga podejścia analitycznego. Zrozumiałe jest że obwody drgań wzmacniacza podtrzymujące drgania pasożytnicze można wykryć przy pomocy GDO. Aby określić częstotliwość pasożytniczą należało by wyłączyć wzmacniacz (rozładować kondensatory zasilacza) i za pomocą GDO przemierzyć obwód anodowy. Najlepszym miejscem do wykonania pomiaru jest okolica kondensatora sprzęgającego (separującego). Częstotliwość zwykle zmienia się proporcjonalnie do mocy wzmacniacza. Obwód anodowy wzmacniacza o mocy 700 Wat rezonuje zwykle w okolicach pomiędzy 100 a 150 MHz, 1500 Wat, od 80 do 140 MHz, a wzmacniacz 100 kW- od 35 do 45 MHz. Przy zmianie pojemności kondensatora dostrajania (anodowego) ta częstotliwość zmienia się o kilka MHz. Kiedy indziej ten rezonans bywa na tyle ostrym i głębokim że może pochłaniać także drgania z GDO. W takim przypadku należy zwiększyć odległość przy określaniu tego rezonansu. Jeżeli on jest szeroki i niegłęboki, - to dobrze. Rezonans ostry i głęboki oznacza że obwód anodowy ma wysoką dobroć Q na UKF. Po zamontowaniu tłumika drgań pasożytniczych należy znowu przemierzyć rezonanse. Przy tym częstotliwość nie powinna się wiele zmienić z rezonans stać się szerokim i niegłębokim. Dla bardziej dokładnych pomiarów można ustalić odległość cewki pomiarowej o

obwodu mierzonego linijką aby określić skuteczność działania eliminatora na stałej odległości od obwodu mierzonego. Jeżeli rezonans (pasożytniczy) zaniknie i pojawi się dopiero po zbliżeniu cewki pomiarowej bliżej obwodu mierzonego oznacza to że jesteście na dobrej drodze do zwalczania tego zjawiska.

Wzmacniacz w którym na jednym lub dwóch zakresach strojenie nie jest jednolite najpewniej ze wszystkiego potrzebuje wytłumienia drgań pasożytniczych. Sprawny wzmacniacz ma płynną i symetryczną charakterystykę strojenia w całym zakresie na wszystkich częstotliwościach. Podobny artykuł o oscylacjach pasożytniczych był opublikowany w magazynie QST nr9 z roku 1990.

STROJENIE OBWODÓW NEUTRALIZACJI.

Zadanie neutralizacji – izolować obwód anodowy od siatkowego na częstotliwości roboczej. Obwód neutralizacji zapobiega samowzbudzeniu a nastroja się ją jeden raz.

- 1) Odłączyć wzmacniacz od sieci.
- 2) Czasowo odłączyć obwód anodowy od kondensatora separującego.
- 3) Zamontować opornik bezindukcyjny o oporności ekwiwalentnej do oporności anody Roe (Oporność anody zwykle zawiera się od 1 do 4 kiloomów) w miejsce Pi filtra i równolegle do niego podłączyć oscyloskop lub woltomierz w.cz.
- 4) Włączyć wzmacniacz, załączyć przekaźniki „nadawanie – odbiór” i żarzenie oraz polaryzację siatki. Nie załączać napięć anodowego i ekranu.
- 5) Podać sterowanie na zakresie 20 lub 15 metrów. Dostroić indukcyjność w obwodzie siatki na minimalny SWR lub na minimalną moc strat. Jeśli to konieczne tak dobrać napięcie siatki aby nie występował prąd siatkowy.
- 6) Dostroić pojemność neutralizacji na minimalną wartość napięcia w.cz. na oporniku obciążenia. W razie konieczności dostroić obwody na minimalny SWR a w wypadku jego pogorszenia znowu dostroić pojemność neutralizacji. Na tym procedura neutralizacji jest zakończona. Można to sprawdzić na pozostałych zakresach jednak i tam nie powinno być różnicy. Zwykle później powtórka takich korekcji nie powinna być potrzebna , nawet przy wymianie lamp.
- 7) Wymontuj rezystor obciążenia (ekwiwalent Roe) i załącz pi- filter.

SPRAWDZENIE PRACY WZMACNIACZA MOCY.

Strojenie wzmacniacza w klasie AB1 na początku wydaje się trudne, jednak później jak wykonacie to kilka razy zrozumiecie sens poszczególnych czynności i sprawa stanie się prosta.

STROJENIE WZMACNIACZA MOCY.

- 1) Załącz napięcie anodowe i ekranu, przekaźniki „odbiór nadawanie” żarzenie i polaryzację siatki.
- 2) W rodzaju pracy CW podaj sterowanie (kropki!), dostrajając obwód wejściowy na minimum SWR. Ta operacja skompensuje reaktancję obwodu siatki i jednocześnie neutralizuje wzmacniacz na częstotliwości roboczej. W przypadku sterowania wzmacniacza transceiverem z końcówką tranzystorową w celu zapobieżeniu spalania tranzystorów (SWR!) powinno się używać do tego celu nie więcej jak 5 Wat mocy.

- 3) Podać pełną moc sterującą za pomocą nadajnika kropek w tempie ok. 250 znaków na minutę (lub przy pomocy generatora impulsowego dla strojenia). Wyregulować napięcie na siatce tak aby prąd nie był większy niż 0,1 mA. Nie posługujcie się napięciem siatki dla regulacji prądu spoczynkowego, to znaczy że podstawowym kryterium powinna być minimalna wartość prądu siatki przy maksymalnym wysterowaniu. Roboczy (początkowy) prąd anody ustawia się napięciem siatki ekranującej przy braku wysterowania.
- 4) Przy wykorzystaniu zarówno zmiennych pojemności jak i zmiennej indukcyjności w obwodzie obciążenia trzeba pozaznaczać pozycje dla poszczególnych zakresów w celu uzyskania odpowiedniej dobroci Q dla danego pasma. Trzeba pamiętać że kondensator anodowy określa dobroć Q dla danej częstotliwości roboczej a podstawowa regulacja powinna być wykonana regulacją na cewce. Końcowe dostrojenie wykonuje się kondensatorem anodowym jednak zmiany pojemności nie powinny się różnić od zakładanych.
- 5) Kiedy wzmacniacz mocy jest zestrojony, prąd anodowy powinien osiągnąć przy maksymalnym wysterowaniu maksymalna wartość, tak aby oporność obciążenia Roe odpowiadało parametrom. Jeżeli prąd anodowy ma mniejszą wartość i nie ma proporcjonalnego zmniejszenia napięcia anodowego Roe będzie bardzo wysokie, i dostrojenie obwodu wyjściowego będzie nieprawidłowe. Dla utrzymania dobrej liniowości i mocy wyjściowej wzmacniacz powinien być zestrojony na optymalna wartość mierzalną napięcia dla obciążenia. Pomiar wartości prądu siatki ekranującej – najbardziej prawidłowa droga przy strojeniu tetrod i pentod. Jeżeli napięcie anodowe z powodu słabego obciążenia prąd siatki (i zakłócenia) będą wzrastać. To oznacza że chwilowe minimum napięcia anodowego jest mniejsze niż być powinno, i część elektronów nie dociera do anody zatrzymując się na siatce ekranującej, zmniejszając tym samym prąd anody. Jeżeli prąd siatki jest bardzo niewielki zmiany napięcia anodowego są niedostateczne, i oznacza to że obciążenie jej jest bardzo duże. To prowadzi do zmniejszenia mocy. Kiedy wyjściowy obwód drgań jest zestrojony prawidłowo, miernik prądu siatki ekranującej będzie drgał w niewielkim zakresie. To osiąga się dostrajając kondensatorem anodowym lub dostrajając cewka indukcyjną, jednak nie próbuj tego osiągnąć tylko kondensatorem antenowym.
- 6) Ustaw transceiver w rodzaj pracy CW na pełnej mocy. Dla zapobieżenia przesterowaniu podczas strojenia używaj znaków telegraficznych w tempie 250 znaków na minutę. Standardowe kropki mają wartość połowy nośnej i miernik w siatce pokazuje przykładowo połowę maksymalnej wartości prądu. Posługiwanie się generatorem impulsowym pokazano na rysunku 11.
- 7) Obracając kondensatorem anodowym, lub zmieniając indukcyjność cewki pilnuj prądu siatki. Jeżeli prąd siatki zacznie gwałtownie wzrastać zaprzestań strojenia , zwiększ obciążenie i kontynuuj. Jeżeli prąd siatki będzie bardzo mały niezbędne jest zmniejszyć obciążenie. Dla lamp z katodami żarzonymi bezpośrednio podając kropki przy pełnej mocy wysterowania , stopniowo obniżaj napięcie żarzenia póki moc wyjściowa nie zacznie się obniżać. Następnie podnieś napięcie żarzenia o 2% i TO będzie optymalne napięcie żarzenia. To powinno być ustawione na kilkaset godzin pracy wzmacniacza. W lampach żarzonych pośrednio żarzonych napięcie żarzenia stosuje się równe lub trochę niższe od zalecanego przez wytwórcę. W żadnych warunkach te lampy nie powinny pracować z napięciem żarzenia poniżej minimalnego dopuszczonego przez wytwórcę.

ZAKŁÓCENIA SYGNAŁÓW WE WZMACNIACZU.

Dobrze zestrojony liniowy wzmacniacz mocy daje na wyjściu powiększoną kopię sygnału wejściowego i nic więcej. Wzmacniacz nieliniowy pracuje jak mieszacz, w rezultacie czego pojawiają się zniekształcenia. Zniekształcenia intermodulacyjne (IMD) okazują się rezultatem zmieszania dwóch

i więcej częstotliwości wejściowych. Głos ludzki produkuje szerokie spektrum częstotliwości, i przy nieliniowym wzmocnieniu widma głosowego pozostaje mnóstwo dodatkowych kombinacji, których część wychodzi poza pasmo przenoszenia podawanego do anteny sygnału. Krótkofalowcy nazywają to splatter. IMD zwykle mierzy się jednocześnie podając sygnały o jednakowych amplitudach i różnej częstotliwości, np. 2 i 2,2 kHz. Jeżeli dwie lub więcej częstotliwości ulegnie zmieszaniu, wytwarzają sygnały poboczne jako rezultat zmieszania i negacji wzajemnej tych częstotliwości. W danym wypadku to 4,2 kHz i 200Hz. Pierwszy produkt tego mieszania nazywa się „zakłócenia trzeciego rzędu”. Dodatkowe produkty związane z „zakłóceniami trzeciego rzędu” pojawiają się w połączeniu z podstawowymi częstotliwościami. Na przykład 2,2kHz i 4,2 kHz, mieszając się wytwarzają sygnał 6,4kHz. Kiedy produkty niepożądanego mieszania mieszczą się w paśmie przenoszenia kanału transmisji AM lub SSB pojawiają się zniekształcenia, które pogarszają zrozumiałość. Produkty niepożądane poza kanałem transmisji mogą być przyczyną zakłóceń poza pasmem na innych częstotliwościach.

Istnieją dwie metody pomiaru zakłóceń intermodulacyjnych. Przy pierwszej metodzie „A” poziom mocy IMD porównuje się do jednego z dwóch sygnałów wchodzących o jednakowej amplitudzie. Stosunek szczytowej mocy wyjściowej do mocy jednej z dwóch sinusoid o jednakowej amplitudzie wynosi 4:1 lub 6 dB. Przy drugiej metodzie „B”, poziom IMD porównuje się do wyjściowej mocy szczytowej. W ten sposób, poziom IMD zmierzony metodą „A” wynosi -34 dB, a poziom IMD uzyskany metodą „B” – 40 dB. Krótkofalowcy zwykle wykorzystują przy pomiarze IMD metodą „B” ponieważ S-metry w odbiornikach reagują na moc szczytową. Jednak w aparaturze przemysłowej funkcjonuje metoda „A” a dla pomiaru zakłóceń używa się analizatorów widma. Przy użyciu analizatora widma zakłócenia mogą być następnie dzielone na trzeciego, piątego, i siódmego rzędu. Tym niemniej metoda porównania IMD do mocy szczytowej jest bardziej wygodna.

Można zmierzyć IMD także bez drogiego laboratoryjnego wyposażenia. Potrzebny jest odbiornik i zrozumienie niektórych zasad fizyki. Porównując siłę sygnału w podstawowym zakresie częstotliwości, wysyłanych przez nadajnik, z siłą sygnału na sąsiednich kanałach częstotliwości, IMD może być zmierzone dokładnie także w eterze. Wielkość odstrojenia także jest krytyczna. Jeżeli przyjęte pasmo odstrojenia jest zbyt blisko, roboczej częstotliwości nadajnika, odbiornik wtedy nie oddzieli zakłóceń IMD od sygnału podstawowego. W rezultacie takiej pomyłki wskazania poziomu zakłóceń będą wyższe od realnego. Jeżeli z kolei odstrojenie jest zbyt duże, wtedy stosunek IMD do sygnału jest również nieodpowiedni i zmierzony poziom będzie zbyt niski. Dla odbiornika z dwoma kolejno włączonymi filtrami SSB odstrojenie o 3,6 kHz jest wystarczająca, pod warunkiem że odbiornik jest ustawiony na tę samą wstęgę boczną co nadajnik. Dla odbiornika z jednym filtrem SSB niezbędne jest odstrojenie o około 4,5 kHz. Dla pomiaru poziomu IMD na dolnej wstędze bocznej, odstrojenie powinno być w górę względem częstotliwości, natomiast dla górnej wstęgi bocznej w dół.

W związku z tymże nie wszystkie S-metry pracują liniowo, niezbędne jest przed dokonaniem pomiaru skalibrowanie ich, czyli zastosowanie tablicy zamieniającej wskazania S na dB. Kalibrację można przeprowadzić używając regulowanego tłumika i generatora napięcia. Dla pomiaru IMD konieczne są dwie częstotliwości modulacyjne. Mowa ludzka także okazuje się dobrym źródłem sygnału dla pomiaru IMD, dlatego że dowolne słowo zawiera całe mnóstwo pojedynczych tonów i harmonicznym.

Zanim zaczniemy oceniać zniekształcenia nieliniowe, powinniśmy mieć na uwadze że wszystkie sygnały AM, SSB, DSB posiadają IMD. Innymi słowy – wszystko jest zakłócone! Zwykle pytanie zawiera się do tego na ile zakłócenia są tłumione? 40 dB – bardzo dobrze, 30 dB – zadowalające, 20dB – bardzo źle. Zanim zaczniemy oceniać IMD radiostacji celowo by było zapytać czy jej operator

sobie tego życzy , czy też nie. Zwykle większość krótkofalowców zainteresowane jest jakością swego sygnału ale bywają tacy którzy nadmiernie rozstrajają swoje urządzenia dla osiągnięcia celowo wyższego IMD. (zawody!) , ale to już inny problem.

URZĄDZENIA POMOCNICZE.

ALC

Jak zauważyliśmy wcześniej , moc wyjściowa współczesnych transceiverów zawiera się między 100 a 200 Wat. Istnieją lampy mocy które mogą być zniszczone niecałymi 100Watami mocy. Dobry przykład- lampa GU74B (3CX800A7). Sterując lamę GU74B mocą 100Wat można śmiało lampę zniszczyć (katoda może nie wytrzymać). Odległość pomiędzy siatka i katodą przy przegrzaniu staje się niebezpiecznie mała. Także para GU74B sterowana mocą 100Wat będzie „przeładowana” . Rozwiązaniem może okazać się włączenie w obwód katody rezystancji około 40 Omów (katodowy rezystor sprzężenia zwrotnego) i w rezultacie lampa nie będzie ulegać przesterowaniu oraz wchodzić w obszar nieliniowy przy podaniu 100Wat. Co za tym idzie tłumiąca rezystancja katodowa sprzężenia zwrotnego zwiększa impedancję wejściową katody. Oporność wejściowa dwóch GU74 wynosi około 25 Omów. Dodanym rezystorem 40 Omów w katodzie każdej lampy oporność wynosi około 50 Omów. Wykorzystanie rezystancji ujemnego sprzężenia zwrotnego okazuje się bardzo pożyteczne, podobnie jak użycie dopasowanej pary GU74B. W układzie z zastosowaniem rezystancji sprzężenia zwrotnego prądy katod automatycznie się wyrównają i , w odróżnieniu od układów ALC układ pracuje natychmiast, ukazując wadę ALC – pojawianie się pobocznych zakłóceń przy pracy SSB. ALC w układzie jako wzmacniacz – Transceiver pracuje tylko z rodzajami modulacji mającymi stały poziom sygnału , takimi jak RTTY i FM. Dla triody 3-500Z niezbędnym jest 60 Watysterowania. Jeżeli Lampe 3-500Zysterować mocą 100Wat- zostaje przesterowania i pojawią się zakłócenia. Opornik bezindukcyjny w układzie sprzężenia zwrotnego ustawia pracę lampy na obszarze liniowym także przyysterowaniu mocą 100Wat. Rezystor montuje się równoległe do pojemności, w obwodzie wzbudzenia katody.

PRZEKAŹNIKI.

Zwykle przekaźniki mają czas przełączania około 25 milisekund. Wykorzystywane SA tradycyjnie dla przełączania polaryzacji siatki oraz przełączania w.cz. Było to wystarczające dla transceiverów gdzie stosowano przekaźniki elektromechaniczne. W obecnych czasach transceivery buduje się aby możliwa była praca takimi emisjami jak AMTOR , QSK, telegrafii oraz SSB z wykorzystaniem VOX. Współczesne transceivery przełączają się z rodzaju pracy „odbior” w rodzaj pracy „nadawanie” praktycznie bezszelestnie i w czasie nie dłuższym jak 5 milisekund. W takiej aparaturze wykorzystuje się tzw. „przekaźniki języczkowe” z przełączaną grupą kontaktów, obliczone na duży poziom mocy i przełączające antenę z odbioru na nadawanie i odwrotnie. Takie przekaźniki można wykorzystać także w obwodach wejściowych wzmacniacza. Przemysł wytwarza obecnie takie przekaźniki które mogą przez czas dłuższy wytrzymać prąd do 7A na częstotliwości 32 MHz (2450Wat na oporności 50 Omów). Przy wykorzystaniu układów przyspieszających można uzyskać czasy przełączania ok. 2 milisekund. Przemysł wypuszcza też podobne przekaźniki z dwoma grupami kontaktów ale ich

szybkość jest nieco niższa. Dlatego dwa przekaźniki jeden na wejściu , a drugi na wyjściu z pojedynczymi grupami kontaktów powinny zapewnić właściwą szybkość.

PRZEŁACZNIKI NA DIODACH P – I – N.

Dla szybkiego przełączenia z nadawania na odbiór i odwrotnie wykorzystuje się także diody p-i-n. Są one podobne do wysokonapięciowych diod prostowniczych, mają wysokie napięcie wsteczne i są szeroko rozpowszechnione w technice radiolokacyjnej dla przełączania odbiór- nadawanie. Diody o strukturze p-i-n rozłączają się przy podaniu na nie wstecznego „odcinającego” napięcia , a załączają się przy napięciu podanym odwrotnie a przy okazji mają nadzwyczajnie mały czas zadziałania. Wsteczne napięcie przebicia dla takich diod wynosi około 1000Volt. Wzmacniacz o mocy wyjściowej około 2 kW potrafi na wyjściu wytworzyć w szczytach około 800Volt dlatego diody p-i-n z napięciem wstecznym 1000Volt zapewniają niezbędny zapas napięcia. Jeżeli oporność obciążenia okazuje się wyższa i SWR przekracza 1 wtedy napięcie może przekroczyć 1000Volt. Taki stan rzeczy nie jest niebezpieczny dla współczesnych szybko działających przekaźników próżniowych. Nawet jeśli napięcie przebije styki przełącznika , mało prawdopodobne że spali przekaźnik. Niestety nie dotyczy to półprzewodników. Duże przekroczenie napięcia maksymalnego przebija diodę. (rysunek12)

Do pracy CW z szybkością do 150 zn. /min , AMTOR i SSB z szybkim VOXem można zastosować przekaźniki próżniowe , jednak do pracy CW z wykorzystaniem komputera z szybkością do 500zn/min jedynym rozwiązaniem jest zastosowanie diod p-i-n.

PARAMETRY LAMP

Tradycyjnie krótkofalowcy mają własny stosunek do parametrów lamp jakie publikują producenci. W obecnych czasach przekroczenie niektórych parametrów w rozsądnych granicach może niczym złym nie skutkować, za to przekroczenie innych może być katastrofalne. Na przykład dla lamp z bezpośrednim żarzeniem okazuje się minimalne napięcie żarzenia i maksymalny prąd anodowy. Rezultatem przekroczenia tych parametrów może być zniszczenie katody. Katody w lampach o bezpośrednim żarzeniu są dużo prostsze. Maksymalna wartość prądu anodowego w lampach bezpośrednio żarzonych zawiera się w zachowaniu liniowości a nie maksymalnej emisji katody. Jedyny parametr który NIGDY nie powinien być zaniedbany (przekroczony!) to temperatura podstawki lampy, i o tym należy pamiętać jeśli wentylator nie od strony podstawki lampy. (katody).

