



POLSKA
RZECZPOSPOLITA
LUDOWA



URZĄD
PATENTOWY
PRL

OPIS PATENTOWY

59033

Patent dodatkowy
do patentu

Zgłoszono: 19.XI.1966 (P 117 459)

Pierwszeństwo: 10.XII.1965 Holandia

Opublikowano: 31.I.1970

Kl. 21 a¹, 35/20

MKP H 04 n

UKD

HO3K 4/68

Właściciel patentu: N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven (Holandia)

Układ połączeń do wytwarzania prądu piłozębnego przez cewkę odchylającą pola lampy elektronopromieniowej

1

Wynalazek dotyczy układu połączeń do wytwarzania prądu piłozębnego przez cewkę odchylającą pola lampy elektronopromieniowej, który zawiera generator dostarczający sygnału sterującego, będącego sumą sygnału zasadniczo piłozębnego oraz sygnału zasadniczo-parabolicznego, oraz zawierający stopień końcowy przez który wymieniona cewka odchylająca jest sprzężona i do którego jest przykładany wymieniony sygnał sterujący.

W znanych dotychczas układach do wytwarzania prądu piłozębnego wymagane było sterowanie stopnia wyjściowego pola przy pomocy złożonego napięcia piłozębno-parabolicznego, gdyż w rzeczywistości transformator wyjściowy pola zastosowany w tym układzie miał zbyt duże wymiary. W nowoczesnych odbiornikach, które są często wyposażone w tranzystory, nie występują trudności lub jest ich znacznie mniej z dopasowaniem impedancji wyjściowej utworzonej przez cewkę odchylania pola, do wewnętrznej oporności stopnia wyjściowego.

Dzięki temu możliwe jest sprzężenie diawikowe lub w przypadku układu przeciwsobnego sprzężenie bezpośrednie. Celem wynalazku było opracowanie takiego układu wytwarzającego prąd piłozębny przez cewkę odchylającą, który nie zawiera transformatora i w którym odpada konieczność sterowania złożonym sygnałem piłozębno-parabolicznym oraz wyeliminowanie nagłego zaniku pionowego wybierania linii, który to zanik zwany jest dalej zjawiskiem pudding.

2

Istota wynalazku polega na tym, że cewka odchylająca jest dołączona bezpośrednio, to znaczy bez włączania w obwód transformatora, do wyjścia stopnia końcowego i że składowe niskiej częstotliwości są tłumione w stosunku do składowych wyższej częstotliwości od wyjścia z generatora do wyjścia stopnia końcowego za pomocą ujemnego sprzężenia zwrotnego, zwłaszcza prądu stałego i składowych niskiej częstotliwości w wymienionym stopniu końcowym, albo też przez sprzężenie generatora z wejściem stopnia końcowego za pomocą filtru górnoprzepustowego.

Taki zabieg jest pożądany, gdyż sygnał przedstawiający sumę sygnału piłozębnego i sygnału parabolicznego posiada składowe niskiej częstotliwości silniejsze od składowych wyższej częstotliwości w porównaniu z samym sygnałem piłozębnym. Istnieje dzięki temu możliwość otrzymania charakterystyki częstotliwości stopnia końcowego, która jest niższa dla tych składowych niskiej częstotliwości, gdyż sygnał sterujący zawiera nadmierną ilość tych składowych tak, że ostateczna liniowość prądu piłozębnego wytwarzanego przez układ nie jest zniekształcona.

Układ według wynalazku został bliżej wyjaśniony na rysunku, na którym fig. 1 — przedstawia zasadniczą budowę układu zgodnie z wynalazkiem, fig. 2 — pierwszy możliwy kształt napięcia do sterowania wymienionego stopnia końcowego, fig. 3 — drugi kształt napięcia dla wymienionego sygnału ste-

rującego, oraz fig. 4 — przedstawia charakterystykę częstotliwości dla stopnia końcowego, pokazanego na fig. 1.

Na fig. 1 blok 1 stanowi generator dostarczający żądany sygnał sterujący 2 dla stopnia końcowego. Ten sygnał sterujący 2 jest utworzony w znany sposób jako suma sygnału piłozębnego i sygnału parabolicznego, i można go otrzymać na przykład, przez wytworzenie sygnału piłozębnego, scałkowanie tego sygnału i przez dodanie sygnału parabolicznego otrzymanego z całkowania do pierwszego sygnału piłozębnego. Do wejścia 3 generatora 1 doprowadza się impulsy uruchamiające 4, które mogą być pionowymi impulsami synchronizującymi pobranymi z telewizyjnego sygnału synchronizującego.

Sygnał sterujący 2 zostaje przyłożony przez kondensator sprzęgający 5 i opornik szeregowy 6 do elektrody bazy tranzystora 7 pracującego jako stopień wzбудzający. Kondensator sprzęgający 5 potrzebny jest tylko wtedy, gdy pożądane jest sprzężenie prądu zmiennego. Jeśli możliwe jest sprzężenie prądu stałego kondensator 5 można pominąć.

Opornik 6 służy do przetwarzania sygnału 2, doprowadzanego zwykle w postaci napięcia sterującego, w prąd ponieważ tradycyjne tranzystory, takie jak tranzystor 7 muszą być wzбудzane prądem. Jeżeli tranzystor 7 jest tranzystorem polowym, opornik 6 można także pominąć.

Obwód kolektora tranzystora n-p-n 7 posiada trzy oporniki 8, 9 i 10; równolegle z opornikiem 10 jest połączony opornik 11 o ujemnym współczynniku temperatury, służący do kompensacji wahań temperatury tranzystorów wyjściowych 12 i 13. Te dwa tranzystory wyjściowe są sterowane sygnałem wytwarzanym na zaciskach oporników 8 — 11. Kondensator 15 jest sprzężony zwrotnie z połączeniem oporników 8 i 9.

Ten kondensator sprzężenia zwrotnego służy do poprawy liniowości prądu piłozębnego przepływającego przez cewkę odchylającą 16. W obwodzie kolektora tranzystora 13 znajduje się ponadto dioda 17, która jest zbocznikowana przez kondensator 18, a w obwodzie kolektora tranzystora 12 znajduje się opornik ograniczający 19.

Jak widać z fig. 1 tranzystory 12 i 13 mają przeciwnie kierunki przewodzenia. Tranzystor 12 jest typu p-n-p, a tranzystor 13 jest typu n-p-n. Wiemy, że tranzystory o przeciwnym kierunku przewodzenia pozwalają na łatwe tworzenie szeregowego obwodu przeciwsobnego z jednym tylko wyjściem, w którym sterowanie można zrealizować za pomocą jednego stopnia wzбудzającego bez potrzeby stosowania oddzielnego stopnia odwracania fazy.

Cewka odchylająca 16 musi w takim szeregowym obwodzie przeciwsobnym być przyłączona do jednego wyjścia, to jest do punktu połączenia tranzystorów 12 i 13. W wykonaniu pokazanym na fig. 1 to jedno wyjście jest utworzone przez połączone ze sobą emitory tranzystorów 12 i 13. Można oczywiście także połączyć tranzystory w ten sposób, że ich połączone ze sobą elektrody kolektorów utworzą wymienione jedno wyjście.

Taki przeciwsobny stopień końcowy ma obok swoich zalet kilka wad. Pierwsza wada polega na

fakcie, że sterowanie jest bardzo trudne, ponieważ w rzeczywistości rozpatruje się tutaj połączenie klasy B co znaczy, że jeden tranzystor wytwarza jedną połówkę, a drugi tranzystor drugą połówkę sygnału piłozębnego.

Dlatego idealne warunki występowałyby wtedy, gdy jeden tranzystor jest odłączony podczas, gdy drugi przewodzi i na odwrót. Taki sposób sterowania jest jednak niezwykle utrudniony, gdyż z uwagi na tolerancję charakterystyk tranzystorów i na zjawiska starzenia się nie można zapewnić we wszystkich warunkach tego, żeby sterowanie dwóch tranzystorów było ze sobą dokładnie zestrojone.

Musimy przeto dobierać wzбудzenie w ten sposób, aby jeden tranzystor stawał się przewodzący w momencie odcięcia drugiego tranzystora. Sytuacja przejściowa staje się w ten sposób mniej skomplikowana. Gdyby dwa tranzystory 12 i 13 były całkowicie równoważne nie występowałyby żadne trudności, zaś gdy oba tranzystory przewodzą prąd jednocześnie, a ich parametry nie są jednakowe, to sprawa się komplikuje.

Jednoczesne przewodzenie prądu przez oba tranzystory w okresie przejściowym stwarza możliwość, że prąd jednego tranzystora będzie większy od prądu drugiego i w związku z tym może wystąpić przejściowy skok w sygnale piłozębnym. Aby uniknąć tego przejściowego skoku układ połączeń pokazany na fig. 1 jest wyposażony w ujemne sprzężenie zwrotne przez podłączenie końca cewki odchylającej 16 bardziej oddalonego od tranzystorów 12 i 13 do ziemi przez kondensator 20 i opornik 21.

Od punktu połączenia kondensatora 20 i opornika 21 oporniki 22 i 23 prowadzą z powrotem do bazy wzбудzającego tranzystora 7. W ten sposób napięcie wytworzone na końcach opornika 21 jest doprowadzane jako sygnał ujemnego sprzężenia zwrotnego do wejścia wzбудzającego tranzystora 7, przy czym oporniki 22 i 23 przetwarzają napięcie na oporniku 21 w żądany prąd do sterowania tranzystora 7.

Jak widać na fig. 1 obwód sprzężenia zwrotnego 20, 21 tworzy filtr górnoprzepustowy, gdyż przy wzrastających częstotliwościach kondensator 20 stanowi zwarcie. W rezultacie tego, dzięki ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu wyższe częstotliwości są tłumione bardziej niż niższe częstotliwości. Takie zależne od częstotliwości ujemne sprzężenie zwrotne jest wymagane, aby otrzymać żadaną liniowość prądu odchylenia pola tak, aby obraz telewizyjny wybierany takim piłozębnym sygnałem pola wykazywał zadowalającą liniowość.

Drugą przyczyną zniekształcenia sygnału piłozębnego jest nieliniowość charakterystyk tranzystorów 12 i 13, w związku z którą nawet przy idealnym sterowaniu baz wymienionych tranzystorów otrzymałoby się zniekształcony sygnał piłozębny. Liniowość tego zniekształconego sygnału można osiągnąć przy pomocy filtra ujemnego sprzężenia zwrotnego 20, 21.

Na fig. 1 jest pokazana schematycznie cewka odchylania pola w postaci części indukcyjnej 24 i części opornościowej 25. Jak wiemy każda cewka posiada oprócz oporności indukcyjnej także straty w miedzi, które są tu przedstawione jako opornik

25 w przypadku cewki odchylającej 16. Dzięki stosunkowo niskiej częstotliwości, około 50 do 60 Hz, sygnału odchylenia pola, opornik 25 ma znacznie większy wpływ na przepływający prąd, niż indukcyjność 24.

Dla prawidłowego doboru ujemnego sprzężenia zwrotnego ważny jest stosunek oporności 25 i 21, gdyż suma oporności 21 i 25 określa głównie prąd przepływający przez cewkę odchylającą 16, gdy z kolei spadek napięcia na oporności 21 określa wytworzone napięcie ujemnego sprzężenia zwrotnego. Także ważny jest dobór pojemności 20 w stosunku do oporności 21, gdyż decyduje on o tym jakie częstotliwości będą przepuszczane przez górno-przepustowy filtr 20, 21 co jest decydujące dla charakterystyki częstotliwości stopnia końcowego.

Wyjaśniamy to bliżej z powołaniem się na fig. 4. Fig. 4 — przedstawia charakterystykę częstotliwości stopnia końcowego z fig. 1. Jest to krzywa zależności stosunku V_0 do V_1 w funkcji częstotliwości f w Hz.

Napięcie V_1 jest podwójną wartością szczytową sygnału wejściowego 2, a napięcie wyjściowe V_0 jest mierzone na cewce 16. Linia 26 na fig. 4 jest charakterystyką częstotliwości układu pokazanego na fig. 1 w którym ujemne sprzężenie zwrotne jest zrealizowane jedynie przez obwód 20, 21 przy czym wartości pojemności 20 i oporności 21 są tak dobrane, aby przez cewkę odchylającą 16 przepływał liniowy prąd płożebny. Z tej charakterystyki częstotliwości widać, że nawet bardzo niskie częstotliwości, jak 50 i 40 Hz praktycznie nie są tłumione.

To wszystko powoduje, że wymienione ujemne sprzężenie zwrotne zrealizowane przez elementy 20 i 21 dostarcza na skutek doprowadzonego sygnału sterującego 2 sygnał wymagany do zapewnienia liniowości. Jeśli amplituda sygnału 2 jest przedstawiona przez wielkość A, końcowy sygnał wyjściowy po wzmacnieniu w stopniach 7, 12 i 13 będzie miał wartość AB, gdy wzmacnienie posiada wartość B. Ujemne sprzężenie zwrotne realizowane przez elementy 16, 20 i 21 dostarcza sygnał na przykład o wartości $AB = 0,8 A$, tak że otrzymany w rezultacie sygnał na bazie tranzystora 7 ma ostatecznie wartość $A - 0,8 A = 0,2 A$.

Po zsynchronizowaniu całego stopnia odchylenia pola może pojawić się silny skok amplitudy sygnału sterującego. Jeśli na przykład częstotliwość własna oscylatora napięcia pola wynosi 45 Hz, a częstotliwość powtarzania sygnału synchronizacji pola wynosi 50 Hz różnica częstotliwości wynosi 5 Hz co stanowi 10% nominalnej częstotliwości 50 Hz. Jeżeli w drodze bezpośredniej synchronizacji podnieśliśmy nagle częstotliwość oscylatora z 45 Hz do 50 Hz amplituda zmieni się o około 10%. Przy wartości A sygnału 2 wymieniona zmiana 10%-owa spowoduje zmniejszenie A do 0,9 A.

Napięcie ujemnego sprzężenia zwrotnego wymaga, z powodu bezwładności całego obwodu, pewnego okresu czasu zanim sygnał o wartości 0,8 A na wejściu wykaże tę samą zmianę o 10%. W pierwszym rzędzie przeto sygnał wejściowy tranzystora 7 będzie zawierał zmieniony sygnał wyjściowy 0,9 A i nie zmieniony jeszcze sygnał ujem-

nego sprzężenia zwrotnego 0,8 A i wartość jego będzie $0,9 A - 0,8 A = 0,1 A$.

Oznacza to, że sygnał wejściowy zmaleje z 0,2 A do 0,1 A, to jest o 50%. Ten spadek amplitudy może być także uważany za skok stałego napięcia. Sygnał wejściowy tranzystora 7 ma zmianę napięcia stałego wynoszącą 50%. Szczególnie dla tranzystorów o małym zakresie regulacji (lecz także dla lamp, jednak w mniejszym stopniu) ta zmiana napięcia stałego powoduje odcięcie tranzystora.

Sygnał wyjściowy zostaje więc całkowicie stłumiony na krótki moment i pewien okres czasu jest potrzebny na to, aby normalne warunki zostały przywrócone przez dodatkowe naładowanie kondensatorów i pojawienie się ponowne prądów w cewkach. Objawia się to na ekranie lampy kineskopowej nagłym zanikiem pionowego wybierania i stopniowym jej powrotem.

W języku technicznym określamy to czasem jako zjawisko „pudding”. Zjawisko to jest szczególnie kłopotliwe w nowoczesnych odbiornikach telewizyjnych, w których zsynchronizowanie generatora 1 następuje automatycznie, gdyż obok bezpośredniej synchronizacji przy pomocy pionowych impulsów synchronizujących 4 następuje porównanie sygnału synchronizującego 4 z sygnałem wyjściowym generatora napięcia pola przy pomocy dyskryminatora fazowego, przy czym otrzymany w rezultacie sygnał sterujący zrównuje prawie częstotliwość sygnału generatora napięcia pola z częstotliwością impulsów synchronizujących 4.

Jeżeli w takim układzie nie wyeliminujemy zjawiska „pudding”, to nastąpi nagły zanik i ponowne pojawienie się obrazu, gdyż z tych czy innych powodów synchronizacja zostaje zerwana, a dzięki obwodowi synchronizującemu zostaje automatycznie przywrócona. To zjawisko „pudding” może pojawić się nawet przy raptownych zmianach napięcia zasilającego. Również celem niniejszego wyznaczenia jest wyeliminowanie tego zjawiska „pudding”.

Z powyższych rozważań widzimy, że wymienione zjawisko „pudding” można wyeliminować przez bezpośrednie przeniesienie nagłych zmian sygnałów wejściowych tranzystora 7 do sygnału ujemnego sprzężenia zwrotnego, gdyż przy zmianie sygnału wejściowego od A do 0,9 A sygnał ujemnego sprzężenia zwrotnego zmieni się, jak wyżej stwierdzono, z 0,8 A do około 0,72 A (także zmiana o 10%).

Nowy sygnał wejściowy otrzyma wtedy wartość $0,9 - 0,72 A = 0,18 A$. W ten sposób sygnał wejściowy zmaleje z 0,2 A do 0,18 A co oznacza zmianę o 0,02 A albo około 10% zamiast 50%. Ta 10%-owa zmiana jest dostatecznie mała aby zapewnić, że tranzystor 7 nie zostanie odcięty i zjawisko „pudding” nie wystąpi.

Prostym sposobem dla zapewnienia bezpośredniego przeniesienia nagłych zmian sygnału wejściowego do sygnału ujemnego sprzężenia zwrotnego jest zastosowanie dodatkowego ujemnego sprzężenia zwrotnego prądu stałego.

Sprzężenie to otrzymuje się w układzie pokazanym na fig. 1 przy pomocy oporników 28, 29 i 30. Wolny koniec zmiennego opornika 30 jest przyłączony do źródła napięcia ujemnego.

Obok pożądanego efektu opornik 28 daje efekt

niepożądany. Opornik 28 wraz z istniejącym obwodem 20, 21 można uważać za filtr dolnoprzepustowy. Kondensator 20, który ma stosunkowo dużą pojemność działa jako kondensator wygładzający, powodując zwarcie do ziemi dla wysokich częstotliwości podczas gdy stosunkowo mały opornik 21 nie ma większego wpływu. Wysokie częstotliwości nie wytworzą więc praktycznie żadnego napięcia w punkcie połączenia opornika 28 z kondensatorem 20 lecz składowe niskiej częstotliwości na pewno to uczynią.

W rezultacie składowe niskiej częstotliwości są w dużym stopniu sprzęgnięte zwrotnie tak, że pierwotna charakterystyka częstotliwości 26 przechodzi w charakterystykę częstotliwości 27. W rzeczywistości charakterystyka częstotliwości 27 jest najbardziej pożądaną charakterystyką, gdyż nie wykazuje ona zjawiska „pudding”. Dla liniowego prądu pilotowego płynącego przez cewkę odchyłania 16 krzywa 26 jest najbardziej pożądaną charakterystyką częstotliwości.

Zgodnie z dalszą cechą wynalazku dylematu tego można uniknąć przez taki dobór sygnału sterującego 2, aby zawierał on obok składowej pilotowej składową paraboliczną, gdyż taki sygnał zawiera nadmierną ilość niskich częstotliwości w porównaniu z sygnałem mającym tylko składową pilotową. Można to wytłumaczyć następująco: wiemy, że sygnał paraboliczny można otrzymać przez całkowanie sygnału pilotowego.

Obwód całkowujący, na przykład szeregowo połączenie opornika i kondensatora, w którym sygnał wejściowy jest doprowadzany do szeregowego układu a sygnał wyjściowy jest wyprowadzany z kondensatora, może być uważany jako tworzący filtr dolnoprzepustowy. Jeśli zatem sygnał pilotowy doprowadzimy do takiego obwodu całkowującego, składowe niskiej częstotliwości tego sygnału zostaną w sygnale wyjściowym mocniej zaakcentowane niż składowe wyższej częstotliwości.

W rezultacie w parabolicznym sygnale wyjściowym stosunek składowych niskich częstotliwości do składowych wyższych częstotliwości jest korzystniejszy, niż w pilotowym sygnale wejściowym. Wartość napięcia parabolicznego dodana do sygnału pilotowego określa przeto nadwyżkę niskich częstotliwości w sygnale wyjściowym. Ta nadwyżka niskich częstotliwości musi przywrócić niższą charakterystykę częstotliwości 27.

Zjawisko „pudding” można częściowo zredukować także przez zmniejszenie kondensatora sprzęgającego 5. Na skutek raptownej zmiany na kondensatorze 5 wystąpi zmiana ładunku lecz, gdy pojemność tego kondensatora jest mała, żądana równowaga ładunku zostanie wkrótce przywrócona. Zmniejszenie pojemności kondensatora 5 będzie miało także wpływ na charakterystykę częstotliwości, gdyż ten sprzęgający kondensator może być uważany łącznie z opornikami 21, 22 i 23 za filtr górnoprzepustowy a więc niskie częstotliwości nie będą przepuszczane. Jeśli, jak to często ma miejsce w obwodach tranzystorów, połączenie generatora 1 z tranzystorem wzbudzającym 7 jest połączeniem prądu stałego wtedy kondensator 5 odpada i nie ma problemu zmniejszenia jego pojemności.

Można również otrzymać charakterystykę częstotliwości 27 dzięki zastosowaniu opornika i dużego kondensatora w obwodzie emitera tranzystora wzbudzającego 7, które są ze sobą połączone równolegle. Taki układ ujemnego sprzężenia zwrotnego jest teoretycznie możliwy, gdyż ujemne sprzężenie zwrotne odnosi się wtedy do niskiej częstotliwości a nie do wysokich częstotliwości. W praktyce jednakże powoduje to trudności.

Impedancją połączoną w obwodzie emitera równolegle z kondensatorem jest nie opornik równolegle połączony lecz jest nią impedancja o wartości $1/s$ gdzie s jest wzajemną przewodnością tranzystora. Impedancja $1/s$ jest bardzo mała w związku z dużą wartością s takich tranzystorów, tak że na ogół należy brać pod uwagę tylko impedancję $1/s$.

Dla wysokich częstotliwości impedancja $\frac{1}{\omega C}$ musi być przeto mała w stosunku do wartości $1/s$, gdyż w przeciwnym razie ujemne sprzężenie zwrotne wystąpi także dla tych wysokich częstotliwości. W praktyce jest bardzo trudno zapewnić wyżej wymienione warunki, tak że ujemne sprzężenie zwrotne przy pomocy opornika i kondensatora połączonych równolegle w obwodzie emitera tranzystora 7, nie daje zadowalających rezultatów. Dlatego uważa się za korzystniejsze ujemne sprzężenie zwrotne przy pomocy układu 20, 21 dla prądu zmiennego oraz sprzężenie przy pomocy opornika 28 dla prądu stałego.

Układ pokazany na fig. 1 posiada ponadto oporniki 29 i 30. Przy ich pomocy określa się prąd stały dla tranzystora 7. Tranzystor można dowolnie nastawiać zmieniając wartość oporności 30. Przy zastosowaniu oporników 29 i 30 opornik 28 może być mniejszy, przy czym zostaje zachowane to samo wstępne nastawienie tranzystora 7. Mniejszy opornik 28 daje poprawione działanie ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Widać więc, że niskie częstotliwości na stopniu wyjściowym można dowolnie tłumić o ile jest jednocześnie zapewniona nadwyżka niskich częstotliwości w sygnale sterującym 2 przez dodanie wystarczającego napięcia parabolicznego. Z krzywych na fig. 2 i 3 widać, że im więcej dodajemy napięcia parabolicznego, a więc im większa jest nadwyżka niskich częstotliwości tym bardziej minimum przesuwają się ku środkowi czasu przebiegu. W wykonaniu pokazanym na fig. 2 minimum to znajduje się w punkcie $1/4 T$, gdzie T jest czasem pionowego przebiegu. Na fig. 3 minimum jest umieszczone prawie na początku czasu przebiegu.

W jednym z korzystniejszych wykonania, w których cewka odchyłająca 16 otacza szyjkę telewizyjnej lampy kineskopowej posiadającej ekran o średnicy 27 cm i o kącie odchylenia 90° pożądaną charakterystykę częstotliwości była krzywa 27 na fig. 4. Maksymalny poziom V_0/V_1 max odnosi się niemal do całego zakresu wysokiej częstotliwości. Od około 120 Hz charakterystyka zaczyna opadać praktycznie w sposób ciągły tak, że w porównaniu z poziomem maksymalnym tłumienie około 1 dB występuje przy 50 Hz oraz tłumienie około 3,5 dB przy 20 Hz.

Dla takiej charakterystyki częstotliwości minimum sygnału sterującego 2 powinno praktycznie znajdować się na początku czasu pionowego przebiegu aby uzupełnić brak niskich częstotliwości. Różne oporniki i kondensatory niezbędne dla tego wykonania są podane w poniższej tabeli:

opornik 6 = 5,6 k Ω

opornik 21 = 1 Ω

opornik 22 = 500 Ω

opornik 23 = potencjometr 1 k Ω

część opornika cewki odchylającej 16 — opornik 25 = 7 Ω

opornik 28 = 15 k Ω

opornik 29 = 100 k Ω

opornik 30 = potencjometr 100 k Ω

kondensator 5 = 80 μ F

kondensator 20 = 1000 μ F

Mimo że układ połączeń opisany powyżej został objaśniony na podstawie fig. 1, w którym zastosowano tranzystor wzbudzający 7 i szeregowy obwód przeciwsobny, zasadę wynalazku można oczywiście zrealizować także w układzie innego typu. Nie zawsze jest konieczne zastosowanie tranzystora wzbudzającego 7, jeśli generator 1 jest zdolny dostarczać sygnał sterujący wystarczającej wartości. Przy zastosowaniu szeregowego obwodu przeciwsobnego zawierającego dwa tranzystory o przeciwnym kierunku przepuszczania, pożądane jest stosować tranzystor wzbudzający, gdyż pojedynczy tranzystor może wtedy dostarczać sygnały sterujące dla obu tranzystorów.

W zasadzie istnieje także możliwość stosowania stopnia przeciwsobnego o dwóch tranzystorach mających ten sam kierunek przepuszczania. Przy pomocy stopnia odwracania fazy na przykład transformatora, sygnał z generatora 1 jest wtedy przetwarzany w dwa sygnały sterujące dla dwóch tranzystorów wyjściowych. Nie jest także konieczne stosowanie stopnia przeciwsobnego; można także wytwarzać bezpośrednio jednym tranzystorem prąd piłozębny dla cewki odchylającej 16.

W układzie pokazanym na fig. 1 można to osiągnąć zastępując tranzystor 13 przez dławik. Nazywa

się to sprzężeniem dławikowym. Tranzystory jednakże są specjalnie ważne dla opisanych wyżej układów, gdyż ich wewnętrzna impedancja jest bardzo odpowiednia do bezpośredniego dostosowania do cewki odchylenia pola bez potrzeby sprzężenia przez transformator, celem dopasowania impedancji.

Zastrzeżenia patentowe

10

1. Układ połączeń do wytwarzania prądu piłozębnego przez cewkę odchylającą pola lampy elektropromieniowej, zawierający generator dostarczający sygnału sterującego, będącego sumą sygnału zasadniczo piłozębnego oraz sygnału zasadniczo parabolicznego oraz zawierający stopień końcowy, przez który wymieniona cewka odchylająca jest sprzężona i do którego wymieniony sygnał sterujący jest przykładany, **znamienny tym**, że cewka odchylająca (16) jest przyłączona bezpośrednio, to znaczy bez włączania w obwód transformatora, do wyjścia stopnia końcowego i że składowe niskiej częstotliwości są tłumione w stosunku do składowych wyższej częstotliwości od wyjścia z generatora (1) do wyjścia stopnia końcowego (12, 13) za pomocą ujemnego sprzężenia zwrotnego zwłaszcza prądu stałego i składowych niskich częstotliwości w wymienionym stopniu końcowym albo też przez sprzężenie generatora z wejściem stopnia końcowego za pomocą filtru górnoprzepustowego (20, 21).

30

2. Układ połączeń według zastrz. 1, w którym stopień końcowy jest utworzony przez stopień wzbudzający i szeregowy obwód przeciwsobny, którego jedno wyjście jest sterowane przez stopień wzbudzający, **znamienny tym**, że z wyjścia przyłączonego do cewki odchylającej jest utworzony pierwszy tor ujemnego sprzężenia zwrotnego do wejścia stopnia wzbudzającego przez górnoprzepustowy filtr 20, 21 w celu otrzymania liniowości wynikowego prądu piłozębnego oraz jest utworzony drugi tor ujemnego sprzężenia zwrotnego prądu stałego przez filtr dolnoprzepustowy (20, 21 i 28), w celu tłumienia składowych niskiej częstotliwości.

40

