

stalno širi. U Evropi se hibridna tehnologija naglo raširila, pa se nalazi u proizvodnim programima svih većih proizvođača. Oni se sada uglavnom primjenjuju u proizvodima profesionalne i kompjutorske elektronike. U USA, međutim, a također u Japanu, pored intenzivne primjene u spomenutim područjima, i posebno u vojnoj elektronici (koja je i utjecala na njen brzi razvoj), tehnologija filma, naročito debelog, prodire i u elektroniku široke potrošnje i to naročito u automobilskoj industriji. Tipični primjer proizvoda hibridne mikroelektronike u tehnici debelog filma s područja autoelektronike je elektronski regulator napona za automobile prikazan na sl. 102. Može se očekivati da će u 1975 u telekomunikacijama, radiotelekomunikacijama i u automobilskoj elektronici doći do prevlasti tehnologije debelog i tankog filma, a u elektroničkim uređajima široke potrošnje tehnologija debelog filma sigurno će ostvariti golem napredak i bit će kombinirana s klasičnom i monolitskom.

Izbor će između tih tehnologija prvenstveno ovisiti o ekonomskim proračunima i procjenama za svaki pojedini proizvod, a time i stupanj koegzistencije ovih tehnologija, koje su inače među sobom kompatibilne.

M. Kuljiš B. Mencl

LIT.: O svim sastavnim dijelovima: K. R. Spangenberg, Fundamentals of electron devices, New York 1957. — K. Henney, C. Walsh, H. Milaef, eds., Electronic components handbook, 3 vols., New York 1957/58. — B. Ф. Власов, Электронные и ионные приборы, Москва 1960. — Т. Јелакović, Transformatori i prigušnice, Zagreb 1960. — R. Antić, J. Jovanović, M. Miličević, D. Popović, D. Radičević, M. Srebrić, V. Stefanović, Sastavni dijelovi elektroničkih uređaja, Beograd 1963. — R. Marković, Elementi telekomunikacionih i elektroničkih uređaja, Beograd 1963. — В. Н. Дулин, Электронные приборы, Москва 1969. — H. Schmellmeyer, Technologie elektronischer Bauelemente, Berlin 1970. — L. Starke, Leitfaden der Elektronik, Teil 2: Bauelemente der Elektronik in der Praxis, München 1971. — S. D. Prensly, Electronic instrumentation, Englewood Cliffs, N. J. 1971. — М. Л. Волин, Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре, Москва 1972. — В. Јузбашić, Elektronički elementi, Zagreb 1972. Samo o elektronikama: M. Knoll, B. Kazan, Storage tubes and their basic principles, New York 1952. — P. A. Neeteson, Elektronenröhren in der Impulstechnik (prijevod s engleskog, ima i na francuskom), Eindhoven 1958. — G. Parr, O. H. Davis, The cathode-ray tube and its applications, London 1959. — J. F. Rider, S. D. Usian, Encyclopaedia on cathode-ray oscilloscopes and their use, London 1960. — W. H. Aldous, E. Appleton, Thermionic vacuum tubes, London 1961. — Б. М. Царев, Расчет и конструирование электронных ламп, Москва-Ленинград 1961. — С. В. Свечников, Газотроны и тиратроны, Киев 1961. — R. Marković, Proračunavanje i konstrukcija elektroničkih cevi, Beograd 1962. — H. Köler, Elektronen- und Ionenröhren, Stuttgart 1963. — J. Gewartowski, H. Watson, Principles of electron tubes, Princeton 1965. — R. H. Krackhardt, Vacuum tube electronics, Columbus, Ohio 1966. — H. C. Mende, Radio-Röhren (Wie sie wurden, was sie leisten und anderes, was nicht im Barkhausen steht), München 1966. — R. G. Kloeffler, Electron tubes, New York 1967. — A. P. Banford, The transport of charged particle beams, London 1967. — И. Г. Бергелсон и др., Современные приемно-усилительные лампы, Москва 1967. — А. И. Еркин, Лампы с холодным катодом, Москва 1967. — Ф. М. Яблонский, Г. М. Янкин, Декатроны, Москва 1967. — А. О. Жукаев, Электроннолучевые приборы, Москва 1967. — Н. П. Супруга, Новые электроннолучевые приборы, Москва 1968. — H. Barkhausen, Lehrbuch der Elektronenröhren und ihrer technischen Anwendungen, Leipzig: Bd. 1, Allgemeine Grundlagen, 1965; Bd. 2, Verstärker, 1968; Bd. 3, Rückkopplung, 1963; Bd. 4, Gleichrichter und Empfänger, 1965. — R. Müller, Kathodenstrahl-Oszillograph, Grundlagen und Anwendungen, Leipzig 1968. — H. Greif, Kaltkathodenröhren, Berlin 1970. Poluvodički sastavni dijelovi: А. И. Губанов, Теория выпрямляющего действия полупроводников, Москва 1956. — A. Coblenz, H. L. Owens, Transistors: theory and applications, New York 1956. — L. P. Hunter, Handbook of semiconductor electronics, New York 1956. — R. D. Middlebrook, An introduction to junction transistor theory, New York 1957. — W. C. Dunlap, Jr., An introduction to semiconductors, New York 1957. — L. Dosse, Der Transistor, ein neues Verstärkerelement, München 1957. — J. De France, Electron tubes and semiconductors, Englewood Cliffs, N. J. 1958. — N. B. Hamay, Semiconductors, New York 1959. — H. Frank, V. Šnejdar, Krystalové elektronky, Praha 1959 (ruski prijevod: Полупроводниковые приборы, Прага 1960; njemački prijevod: Halbleiterbauelemente, 2 Bde, Leipzig 1962). — H. A. Müser, Einführung in die Halbleiterphysik, Darmstadt 1960. — И. Ф. Николаевский, ред., Полупроводниковые триоды и диоды (справочник), Москва 1961. — П. И. Овсичер, Н. Н. Кочкина, Справочник по полупроводниковым диодам и триодам, Ленинград 1961. — R. H. Greiner, Semiconductor devices and applications, New York 1961. — J. R. Tiltman, F. F. Roberts, An introduction to the theory and practice of transistors, New York 1961. — A. B. Phillips, Transistor engineering, New York 1962. — W. Guggenbühl, M. J. Strutt, W. Wundehlin, Halbleiterbauelemente, Bd. 1, Basel-Stuttgart 1962. — С. М. Рыжик, Фотоэлектрические явления в полупроводниках, Москва 1962. — Я. А. Федотов, Основы физики полупроводниковых приборов, Москва 1963. — И. П. Степаненко, Основы теории транзисторов и транзисторных схем, Москва-Ленинград 1963. — W. W. Gärtner, Einführung in die Physik des Transistors (prijevod s engleskog), Berlin-Heidelberg-New York 1963. — R. B. Adler, A. C. Smith, R. L. Longini, Introduction to semiconductor physics, New York 1964. — P. B. Гестем, Г. С. Зиновьев, Туннельные диоды и их применение, Новосибирск 1964. — A. Zidan, Elektronke i tranzistori (priječnik), Zagreb 1965. — A. W. J. Griffin, The thyristor and its application, London 1965. — E. Spenke, Elektronische Halbleiter. Eine Einführung in die Physik der Gleichrichter und Transistoren, Berlin-Heidelberg-New York 1965. — W. W. Passynkov, G. A. Saweljev, L. K. Tschirkin, Nichtlineare Halbleiterwiderstände (prijevod s ruskoga), Leipzig 1965. — V. Čvečić, Poluprovodničke diode i tranzistori, Beograd 1965. — K. S. Nichols, E. V. Vernon, Transistor physics, London 1966. — D. A. Wright, Semiconductors, London 1966. — E. J. Cassinot, Halbleiter, Bd. 1; Physik und Elektronik (prijevod s portugalskog), Eindhoven 1966. — R. D. Thornton, D. de Witt, E. R. Chenette, P. E. Gray, Characteristics and limitations of transistors, New York 1966. — A. Роуз, Основы теории фотопроводимости, Москва 1966. — М. С. Солинский, Полупроводники, Москва 1967. —

H. H. Rumpf, M. Pulvers, Transistor-Elektronik, Halbleiterbauelemente im Schalterbetrieb, Leipzig 1967. — M. A. Lee, B. Easter, H. A. Bell, Tunnel diodes, London 1967. — A. S. Grove, Physics and technology of semiconductor devices, New York 1967. — F. Larin, Radiation effects on semiconductor devices, New York 1967. — H.-F. Hadamowsky (Herausg.), Halbleiterwerkstoffe, Leipzig 1968. — Д. А. Гаерилев, А. М. Скобцов, Технология производства полупроводниковых приборов, Москва 1968. — Л. С. Берман, Введение в физику верицепов, Киев 1968. — S. M. Sze, Physics of semiconductor devices, New York 1969. — R. Paul, Transistoren, Berlin 1969. — A. A. Маслов, Технология и конструкция полупроводниковых приборов, Москва 1970. — W. Braumbeck, Einführung in die Physik und Technik der Halbleiter, Berlin-Heidelberg-New York 1970. — A. Möschwitzer, Halbleiterelektronik — Wissensspeicher, Berlin 1971. — P. Reinhold, Feldeffekttransistoren, Berlin 1971. — Transistoren-Vergleichstabelle, München 1971. — P. D. Anurum, Semiconductor electronics, Englewood Cliffs, N. J. 1971. — H. F. Wolf, Semiconductors, New York 1971. — R. Müller, Grundlagen der Halbleiter-Elektronik, Berlin-Heidelberg-New York 1971. — Autorenkollektiv, Grundlagen aktiver elektronischer Bauelemente, Leipzig 1972. — Mikroelektronika: L. Holland, Vacuum deposition of thin films, London 1956. — A. J. Khamata, Introduction to integrated semiconductor electronics, New York 1963. — L. Holland, Thin film microelectronics, London 1965. — R. M. Warner, Integrated circuits, design principles and fabrication, New York 1965. — A. Lewicki, Einführung in die Mikroelektronik, München-Wien 1966. — H. Schikorski, Die gedruckte Schaltung, Stuttgart 1966. — K. J. Dean, Integrated electronics, London 1967. — A. J. Khamata, Einführung in die Mikroelektronik (prijevod s engleskog), Berlin 1967. — В. А. Кузьмин, К. Я. Сенамопос, Четырехслойные полупроводниковые приборы, Москва 1967. — C. F. Coombs, Jr., Printed circuits handbook, New York 1967. — H. E. Thomas, Handbook of transistors, semiconductors, instruments, and microelectronics, Englewood Cliffs, N. J. 1968. — M. Bialko, Układy mikroelektroniczne, Warszawa 1969. — H. Sutaner, Gedruckte Schaltungen, München 1969. — И. Е. Ефимов, Современная микроэлектроника, Москва 1971. — A. F. Bogenschütz, Oberflächenchemie und Galvanotechnik in der Elektronik, Saugau/Württ. 1971. — H. E. Thomas, Handbook of integrated circuits, Englewood Cliffs, N. J. 1971. — R. Birchel, Integrierte Schaltungen für den Funkamateure, München 1972. — Б. П. Луковенко, Плоские микромодулы, Москва 1972. — М. Тонфер, Микроэлектроника толстых пленок (prijevod s engleskog, New York 1971), Москва 1973.

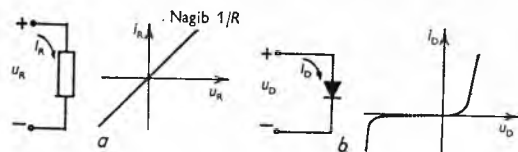
D. Fišer M. Kuljiš B. Mencl

ELEKTRONIKA, SKLOPOVI. Elektronički sklopovi su mreže sastavljene od elektroničkih sastavnih dijelova (aktivnih i pasivnih), koje sačinjavaju za sebe funkcionalnu cjelinu. Od više elektroničkih sklopova tvore se dalje elektronički sustavi i uređaji.

Osnovni postupci analize elektroničkih sklopova

U analizi elektroničkih sklopova teškoće nastupaju zbog nelinearnih karakteristika upotrijebljenih elektroničkih elemenata.

Na sl. 1 dane su karakteristike otpora i poluvodičke diode kao primjeri linearne i nelinearne karakteristike. Da bi se analiza

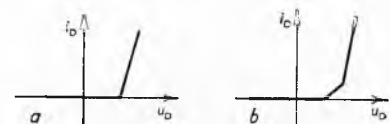


Sl. 1. Linearne i nelinearne karakteristike. a Otpor i njegova karakteristika, b dioda i njena karakteristika; u_R i u_D napon izvora, i_R i i_D struja kroz otpor odnosno kroz diodu

pojednostavniti, karakteristike nelinearnih elemenata često se idealiziraju. Na sl. 2 dana je karakteristika idealne diode. Ovakav postupak idealiziranja karakteristike bit će opravdan ako je signal koji se prenosi preko diode vrlo velik u odnosu prema malom padu napona na njoj (nekoliko desetinki volta na poluvodičkoj diodi) i ako je struja u reverznom smjeru neznatna.



Sl. 2. Karakteristika idealne diode



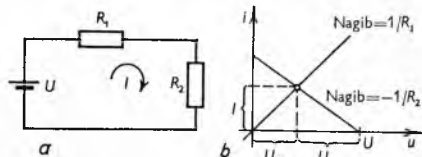
Sl. 3. Aproximacija karakteristike diode linearnim dijelovima

Nelinearna karakteristika (sl. 1 b) može se približno nadomjestiti linearnim dijelovima (sl. 3 a ili b). U tom slučaju mogu se za ograničena područja primijeniti zakoni koji vrijede za analizu linearnih mreža. Ovakve karakteristike upotrebljavaju se i u analizi elektroničkih sklopova digitalnim računalima.

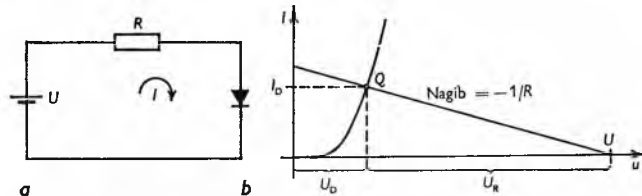
Kad se radi sa stvarnim karakteristikama, primjenjuje se *grafička analiza*. Ovaj način analize može se upotrijebiti i u linearnim mrežama (sl. 4 a i b).

Kod nelinearnih elemenata ova metoda ima veliko značenje i omogućuje vrlo točnu analizu elektroničkih sklopova za statičke

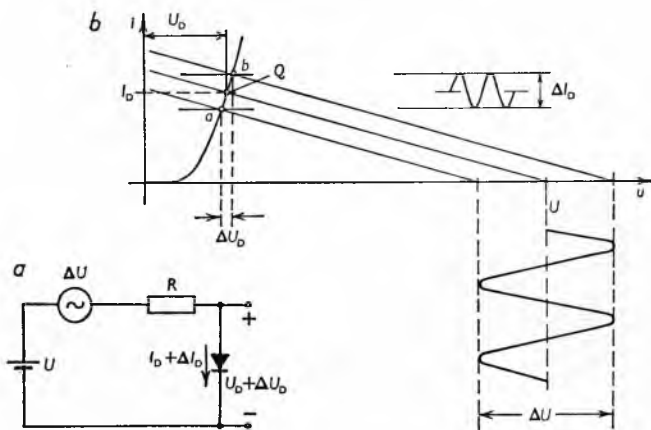
uvjete rada, kad teče samo istosmjerna struja, i za dinamičke uvjete, kad se pojavljuje i izmjenični signal (sl. 5 i 6 a). Ucrtni pravac s nagibom $-1/R$ naziva se *pravac trošila* ili *radni pravac*. Iz sl. 6b vidi se da je u slučaju malog izmjeničnog signala moguće izdvojiti i zasebno promatrati što se događa na dijelu karakteristike nelinearnog elementa (a—b), a da se pri tome taj dio može smatrati linearnim. To znači da bi se mogla načiniti i *nadomjesna linearna mreža* za to područje.



Sl. 4. Mreža sa dva otpornika otpora R_1 i R_2 u statičkim uvjetima. a) Shema, b) grafička analiza; U napon izvora, u_{R1} i u_{R2} padovi napona na otporniku 1 i 2



Sl. 5. Sklop s otpornikom otpora R i diodom u statičkim uvjetima. a) Shema, b) grafička analiza; Q statička radna točka



Sl. 6. Izvor izmjeničnog signala u sklopu s otporom i diodom. a) Shema, b) grafička analiza

Točka Q koja pokazuje stanje sklopa za istosmjerne uvjete zove se *statička radna točka*. Nelinearni element u toj točki predstavlja za istosmjernu struju otpor R_D dan omjerom istosmjernog napona U_D i istosmjerne struje I_D . Izmjeničnom se signalu, međutim, nelinearni element predočuje kao dinamički otpor $r_d = \Delta U_D / \Delta I_D$, koji se bitno razlikuje od otpora R_D .

Ako trošilo nema čisti omski otpor (sl. 7 a), statički i dinamički se uvjeti razlikuju (sl. 7 b). Statički i dinamički pravac imaju različit nagib jer je kapacitivnost C neizmjereno velik otpor za istosmjernu struju, a neznatan otpor (ako je dovoljno velik za danu frekvenciju) za izmjenični signal. Za područje a—b može se načiniti *nadomjesna shema* za izmjenični signal sastavljena od linearnih elemenata (sl. 8).

Ako je amplituda izmjeničnog signala velika, tako da se radna točka pomiče po velikom dijelu karakteristike, radi se o *analizi uz veliki signal*. U tom se slučaju iskorištava mogućnost prikazivanja nelinearne karakteristike s više lineariziranih dijelova, pri čemu može doći i do velikih izobličenja.

Nadomjesne sheme osnova su *analize elektroničkih sklopova digitalnim računalima*. Elektroničke elemente treba nadomjestiti ekvivalentnim izvorima i impedancijama. Posebno se analiziraju statički uvjeti, uvjeti uz prisustvo malog ili velikog signala i prijelazne pojave.

Pri analizi nadomjesnih shema elektroničkih sklopova primjenjuju se postupci iz teorije mreža.

Mreža se sastoji općenito od međusobno povezanih otpornika, kondenzatora, svitaka, transformatora.

Pobuda je izvor električne energije priključen na mrežu (izvor napona ili izvor struje).

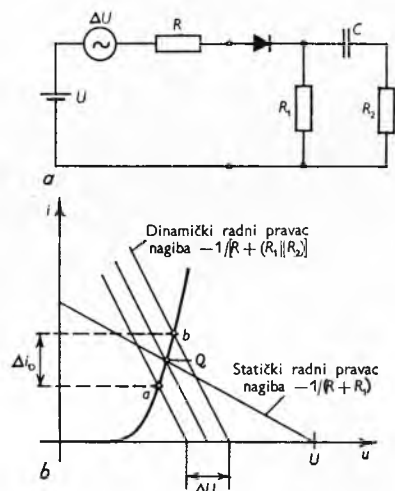
Odziv mreže može biti naboj, struja, napon na nekom elementu ili kombinaciji elemenata, energija utrošena na otporniku, ili pak omjer naponâ za sinusnu pobudu. Razlikuju se odziv u domeni vremena ili vremenski odziv (promjena odziva s vremenom) i odziv na sinusnu pobudu ovisno o frekvenciji, tj. odziv u domeni frekvencije.

Kada su dvije od triju spomenutih veličina (mreža, pobuda, odziv) poznate, za linearne se mreže može naći treća veličina. Računanje odziva ili pobude spada u analizu, a određivanje mreže je sinteza.

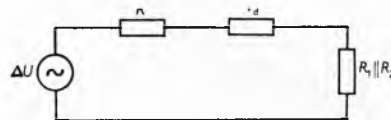
Mreže se mogu podijeliti na mreže s jednim prilazom (dvpopol) i mreže sa dva prilaza (četveropol).

Mreže mogu biti bilateralne, kod kojih vrijedi zakon reciprociteta, jer signal prolazi jednako u oba smjera (elementi R , C , L , M), i unilateralne, koje ne prenose jednako signal u oba smjera, jer sadrže i unilateralni element (tranzistor, elektronsku cijev).

Omjer odziva (odzivne funkcije) i pobude (pobudne funkcije) naziva se *funkcija prijenosa* (*prijenosna funkcija*). Funkcija prijenosa određena je svojstvima sustava, a postupci analize ovise o vrsti pobudne funkcije: a) kada je pobudna funkcija nepromjenljiva tokom vremena, postupak će se prema zakonima za istosmjernu struju; b) kada je pobudna funkcija sinusoida konstantne amplitude jedne frekvencije, postupak se prema zakonima za izmjeničnu struju; c) kada pobudna funkcija nije nijedan od prethodno navedenih oblika, radi se o analizi prijelaznih pojava.



Sl. 7. Sklop s otpornikom otpora R , diodom i kompleksnim trošilom (C , R_2) u statičkim i dinamičkim uvjetima. a) Shema, b) grafička analiza



Sl. 8. Nadomjesna shema za mali signal sastavljena od linearnih elemenata. Ona nadomješta sklop s otpornikom, diodom i trošilom

Pri analizi elektroničkih sklopova upotrebljavaju se svi navedeni postupci, pa se u tu svrhu kao najprikladnija matematička metoda upotrebljava Laplaceova transformacija.

Ako se struja konstantne amplitude, koja se mijenja s frekvencijom f po funkciji sinus

$$i = I_{\max} e^{j\omega t},$$

gdje je $I_{\max}$ amplituda struje, a $\omega = 2\pi f$ kutna brzina promjene,

narine na otpor, induktivnost ili kapacitivnost, dobije se

$$u_R = R i = R I_{\max} e^{j\omega t},$$

$$u_L = L \frac{di}{dt} = j\omega L I_{\max} e^{j\omega t},$$

$$i \quad u_C = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{j\omega C} I_{\max} e^{j\omega t}.$$

Budući da je $e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t$, to znači da se struja mijenja sinusoidno s vremenom. Za $\omega t = 0$ postaje

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t = 1,$$

tj. $e^{j\omega t}$ je jedinični vektor koji rotira kutnom brzinom ω .

Ako se izraz za struju $I_{\max} e^{j\omega t}$ pomnoži sa $e^{\sigma t}$, dobije se, ovisno o predznaku σ , eksponencijalni rast ili pad amplitude:

$$i = I_{\max} \exp[(\sigma + j\omega)t] = I_{\max} e^{pt}.$$

Eksponent $p = \sigma + j\omega$ naziva se *kompleksna frekvencija*, a izrazi za napone na otporu, induktivnosti i kapacitivnosti bit će najopćenitije dani izrazima

$$u_R = R I_{\max} e^{pt},$$

$$u_L = p L I_{\max} e^{pt},$$

$$u_C = \frac{1}{p C} I_{\max} e^{pt}.$$

Pojam kompleksne frekvencije za različite moguće slučajeve ima ova značenja:

$p = 0 + j \cdot 0$	istosmjerna struja
$p = \pm \sigma + j \cdot 0$	struja istog smjera koja raste (+ σ) ili pada (- σ)
$p = 0 + j \omega$	stacionarna izmjenična struja
$p = \pm \sigma + j \omega$	izmjenična struja koja raste (+ σ) ili pada (- σ).

U analizi elektroničkih sklopova, posebno u vezi stabilnosti sustava, koristi se kompleksna p -ravnina i tzv. *polovi i nule*. U kompleksnoj ravnini prikazuje se poopćena, tj. kompleksna, frekvencija $p = \sigma + j\omega$ tako da se na realnu os nanosi veličina σ a na imaginarnu os veličina ω .

Funkcija prijenosa, koja se može dobiti dijeljenjem odziva s pobudom, općenito će biti razlomak u čijem se brojniku i nazivniku nalaze polinomi od p . Korijeni polinoma u brojniku iznosi su kompleksne frekvencije pri kojima je i funkcija prijenosa jednaka nuli, pa se zovu *nule funkcije prijenosa*. Korijeni polinoma u nazivniku iznosi su kompleksne frekvencije pri kojima je nazivnik jednak nuli, a funkcija prijenosa jednaka je ∞ . Ovi se korijeni zovu *polovi funkcije prijenosa*. Analogno se mogu određivati polovi i nule odzivne funkcije, koja je omjer pobudne funkcije i tzv. *karakteristične funkcije mreže*. Karakteristična funkcija je recipročna vrijednost funkcije prijenosa. Pri računanju odziva često su zanimljive prijelazne pojave, pa se odzivna funkcija razvija u parcijalne razlomke i transformira u gornje područje poznatim metodama Laplaceove transformacije.

Za određivanje stacionarnog odziva (odziva u stacionarnom stanju) na sinusnu pobudu konstantne amplitude i frekvencije u funkciju prijenosa uvrštava se $p = j\omega$. Odziv se prikazuje dvama dijagramima: a) amplitudnom frekvencijskom karakteristikom, a to su apsolutne vrijednosti funkcije prijenosa u ovisnosti o ω ili f ; b) faznom frekvencijskom karakteristikom, a to su fazni kutovi funkcije prijenosa u ovisnosti o ω ili f .

Objašnjenje oznaka i indeksa upotrijebljenih u ovom članku dato je ili ponovljeno u tablicama 18 i 19, str. 567 i 568.

Osnovni sklopovi s tranzistorima

Struje tranzistora. Za jednostavni sklop prema sl. 9, uz propusnu polarizaciju baza-emiter spoja i reverznu polarizaciju spoja kolektor-baza, a uz pretpostavku da su izlazne karakteristike horizontalni pravci, vrijede ove relacije:

$$I_E = I_B + I_C, \quad I_C = \alpha I_E + I_{CB0},$$

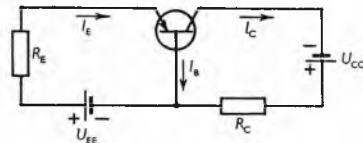
gdje su I_E , I_B i I_C struje emitera, baze i kolektora, I_{CB0} je struja kroz reverzno polarizirani spoj kolektor-baza, a faktor $\alpha = I_C/I_E$. Iz dvije navedene jednadžbe slijedi da je

$$I_B = (1 - \alpha) I_E - I_{CB0} = \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_C - \frac{I_{CB0}}{\alpha} = \frac{1}{\beta} I_C - \frac{I_{CB0}}{\alpha},$$

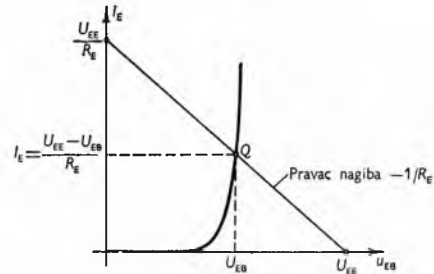
gdje je $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ faktor strujnog pojačanja tranzistora za spoj zajedničkog emitera (v. *Elektronika, sastavni dijelovi*, str. 479). Za krug baza-emiter vrijedi

$$I_E = \frac{U_{BE} - U_{EB}}{R_E},$$

što je vidljivo i iz grafičkog prikaza na sl. 10.

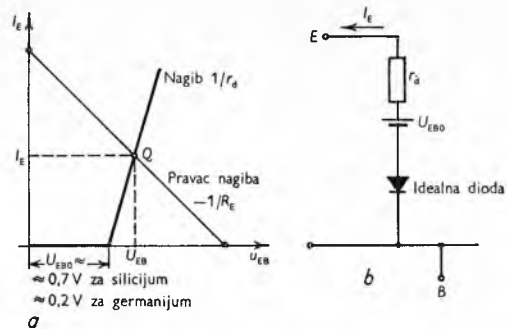


Sl. 9. Jednostavni sklop s tranzistorom



Sl. 10. Karakteristika spoja baza-emiter koji djeluje kao dioda ili tzv. ulazna karakteristika tranzistora

Na sl. 11 a prikazana je aproksimacija karakteristike linearnim dijelovima uz pripadni nadomjesni sklop (sl. 11 b).



Sl. 11. Aproksimacija karakteristike spoja baza-emiter koji djeluje kao dioda linearnim dijelovima (a) i nadomjesna shema koja odgovara gornjoj aproksimaciji (b)

Iskoristi li se poznata relacija koja opisuje eksponencijalnu karakteristiku diode, može se za diodu emiter-baza pisati

$$I_E = I_{E0} \left(\exp \frac{U_{EB}}{m U_T} - 1 \right) \approx I_{E0} \exp \frac{U_{EB}}{m U_T},$$

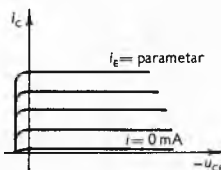
gdje je I_E struja u statičkoj radnoj točki, m konstanta približno jednaka jedinici, a U_T temperaturni napon (v. str. 461). Deriviranjem dobije se dinamički otpor diode:

$$r_d = \frac{m U_T}{I_E}.$$

Ovaj je otpor mali, stoga se katkada i zanemaruje.

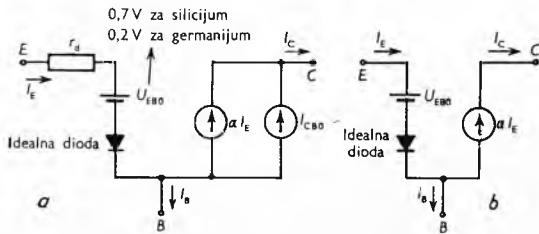
Za krug kolektor-baza vrijedi jednadžba $I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$, a grafički prikaz dan je na sl. 12.

Na sl. 13 a dan je cjelovit nadomjesni sklop tranzistora u spoju zajedničke baze (baza je zajednička elektroda za ulazni i izlazni krug), a na sl. 13 b pojednostavnjeni sklop u kome su zanemareni otpor r_d i izvor struje I_{CB0} , koja je kod silicijumskih tranzistora vrlo mala.



Sl. 12. Izlazne karakteristike tranzistora za spoj zajedničke baze

Pojačanje struje u tranzistoru. Struja kolektora I_C i struja emitera I_E tranzistora vrlo se malo razlikuju. Zanimari li se re-verzna struja I_{CBO} , spomenute se struje razlikuju samo za mali iznos struje baze I_B . Promjena struje I_E ima za posljedicu



Sl. 13. Nadomjesni sklop za spoj zajedničke baze. a Osnovna shema, b pojednostavljena shema

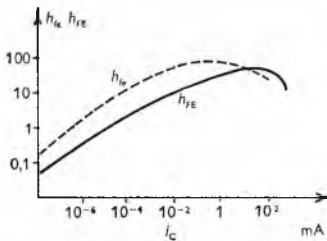
praktički ekvivalentnu promjenu struje I_C i samo malu promjenu struje I_B . Ako se, međutim, izazove promjena struje u bazi, mijenjat će se značajno struja kolektora i emitera, tj. ostvarit će se strujno pojačanje

$$I_C = \beta \cdot I_B.$$

Pri promjeni struje je omjer $\Delta I_C / \Delta I_B$:

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \beta + \frac{\Delta \beta}{\Delta I_B} I_B = h_{te}.$$

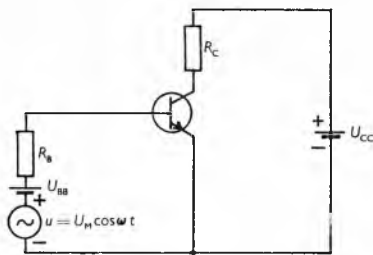
Veličina h_{te} naziva se *faktor strujnog pojačanja* za mali signal. Ako je drugi član jednadžbe zanemarljiv, faktor h_{te} jednak je faktoru istosmjernog strujnog pojačanja β , koji se češće označava sa h_{FE} . Iz sl. 14 vidi se da je mala razlika između faktora h_{te} i $h_{FE} \equiv \beta$. Vidi se također znatna ovisnost ovih faktora o kolektorskoj struji. U području struja od 1 do 100 mA, u kojem se najčešće radi, ovi se faktori mnogo ne razlikuju i općenito mnogo ne mijenjaju. Znatnije su promjene koje nastupaju uslijed promjene temperature. Također se ovi faktori mnogo razlikuju od



Sl. 14. Ovisnost faktora strujnog pojačanja za mali signal h_{te} i faktora istosmjernog strujnog pojačanja h_{FE} o kolektorskoj struji

uzorka do uzorka jednog te istog tipa tranzistora, zbog nesavršenosti tehnološkog postupka.

Promatrajući jednostavni sklop pojačala u spoju zajedničkog emitera (emiter je zajednička elektroda za ulazni i izlazni krug



Sl. 15. Osnovni sklop tranzistorskog pojačala u spoju zajedničkog emitera

prikazan na sl. 15), može se pisati za struju baze

$$i_B = \frac{U_{BB} + U_m \cos \omega t - U_{BE}}{R_B} = I_B + i_b.$$

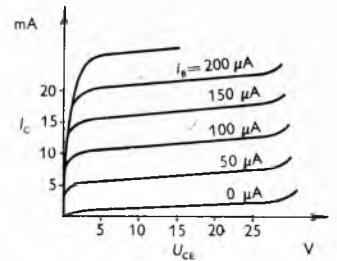
Vidi se da se ona sastoji od istosmjerne i izmjenične komponente. Kolektorska struja bit će

$$i_C = I_C + i_c = \beta (I_B + i_b).$$

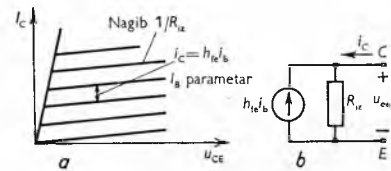
Pojačanje struje za mali signal bit će

$$A_1 = \frac{i_c}{i_b} = h_{te} = \beta.$$

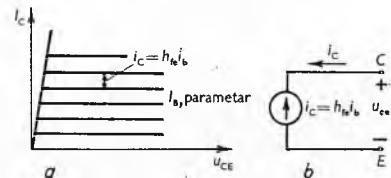
Za spoj zajedničkog emitera primjenjuje se grafički prikaz ovisnosti kolektorske struje I_C o naponu kolektor-emiter U_{CE} , uz struju baze I_B kao parametar (sl. 16). To su tzv. *izlazne karakteristike* koje se redovito daju u tvorničkim podacima. Pri malim naponima sve se karakteristike prividno stapaju. To je područje zasićenja u kojem je napon na tranzistoru svega 0,1...0,3 V, ako se radi o tranzistoru manjih snaga (do 1 W). Kod snažnijih tranzistora ovaj napon može biti i nekoliko puta veći. U području zasićenja, pored spoja baza-emiter, propusno je polariziran i spoj baza-kolektor. U području zasićenja kolektorska struja ne raste više s porastom struje baze. Kad su naponi U_{CE} veliki, dolazi do proboja tranzistora. Područje između zasićenja i proboja zove se *aktivno područje* i u njemu se ostvaruje linearno pojačanje.



Sl. 16. Izlazne karakteristike tranzistora za spoj zajedničkog emitera



Sl. 17. Aproximacija izlaznih karakteristika tranzistora za spoj zajedničkog emitera linearnim dijelovima (a) i nadomjesna shema koja odgovara toj aproksimaciji (b)



Sl. 18. Idealizirane izlazne karakteristike tranzistora za spoj zajedničkog emitera (a) i nadomjesna shema koja odgovara toj aproksimaciji (b)

Izlazne karakteristike tranzistora mogu se aproksimirati pravcima prema sl. 17 a gdje je dan i nadomjesni sklop za aktivno područje (sl. 17 b).

Otpor R_{ie} kreće se kod silicijumskih tranzistora između 10 i 100 kΩ, te se mali nagib karakteristika (sl. 17 a) može u mnogim slučajevima zanemariti kao na slici 18 a. Tada se u nadomjesnom sklopu dobije idealni strujni izvor (sl. 18 b).

Grafička analiza sklopova s tranzistorima. Osnovna konfiguracija pojačala u spoju zajedničkog emitera dana je na sl.19.

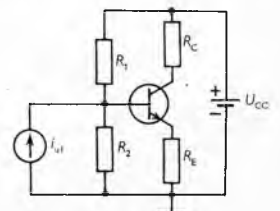
Elementi R_C , R_E , R_1 , R_2 i napajanje U_{CC} pojačala odabiru se tako da tranzistor radi u aktivnom području i da se pri tome omogući maksimalni hod izlaznog signala (i_c , u_c) za izmjenični signal na ulazu. Najprije se određuje statička radna točka pojačala, bez prisustva izmjeničnog signala na ulazu.

Djelitelj u krugu baze može se nadomjestiti po Théveninu odgovarajućim naponom i otporom:

$$U_{BB} = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Za kolektorsko-emiterski krug vrijedi:

$$U_{CC} = U_{CE} + I_C R_C + I_E R_E,$$



Sl. 19. Osnovni sklop pojačala s tranzistorom u spoju zajedničkog emitera. R_1 i R_2 otpori otpornika djelitelja u krugu baze

a ako se uzme u obzir da je $I_C \approx I_E$, izlazi:

$$U_{CC} \approx U_{CE} + I_C(R_C + R_E).$$

Za krug baze vrijedi:

$$U_{BB} - I_B R_B = U_{BE} + I_E R_E,$$

a jer je $I_B = I_E (1 - \alpha)$, izlazi:

$$U_{BB} - U_{BE} = I_E [R_B + (1 - \alpha) R_E], \text{ odnosno}$$

$$I_E = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_B + (1 - \alpha) R_E}.$$

Sklop se projektira tako da je $R_E \gg (1 - \alpha) R_B$, čime se smanjuje utjecaj promjene faktora α na istosmjernu struju emitera I_E . U tom je slučaju

$$I_C \approx I_E \approx \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_E},$$

gdje je $U_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$ za silicijumski tranzistor. Izraz za napon U_{CE} u statičkoj radnoj točki dobije se iz jednadžbe za kolektorsko-emitorski krug:

$$U_{CE} = U_{CC} - (U_{BB} - U_{BE}) \left(1 + \frac{R_C}{R_E} \right).$$

Posljednje dvije jednadžbe određuju statičke uvjete rada pojačala sa sl. 19.

Služeći se metodama grafičke analize može se u sustavu $I_C = f(U_{CE})$ povući radni pravac prema sl. 20.

Statička radna točka po pravilu se smješta na sredinu statičkog radnog pravca. Time se omogućuje podjednaki hod pojačanog izmjeničnog signala u oba smjera, ka zasićenju i ka zapiranju. Da bi se tranzistor postavio u statičku radnu točku, potrebno je osigurati bazi odgovarajuću struju I_B . Potrebna struja baze I_B ovisit će jako o faktoru strujnog pojačanja tranzistora, koji normalno značajno varira od uzorka do uzorka istog tipa tranzistora (npr. od 100 do 300!). Pri zamjeni tranzistora moglo bi se dogoditi da se radna točka odseli čak u zasićenje ili u blizinu zapiranja. Stoga se pogodnim izborom otpora R_1 i R_2 nastoje ostvariti statički uvjeti pod kojima je promjena emitorske struje što je moguće manja, tako da se odabere $R_B \ll R_E / (1 - \alpha) = R_E (\beta + 1)$.

Pojačanje snage. O disipaciji snage u sklopovima s tranzistorima treba strogo voditi računa, kako ne bi došlo do uništenja elemenata sklopova. Srednja snaga unutar odsječka vremena T računa se prema izrazu

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt.$$

Ako se napon i struja predoče svojim srednjim vrijednostima (U_{sr} i I_{sr}) i odgovarajućim promjenljivim komponentama $u(t)$ i $i(t)$, dobije se izraz za snagu P :

$$P = U_{sr} \cdot I_{sr} + \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt,$$

što je ukupna snaga utrošena u nekom elementu, sklopu, ili uređaju.

U osnovnoj konfiguraciji pojačala u spoju zajedničkog emitera na trošilu R_C troši se izmjenična snaga

$$P_p = \frac{1}{T} \int_0^T i_c^2 R_C dt,$$

što uz sinusoidni signal amplitude I_{Cmax} daje

$$P_p = \frac{(I_{Cmax})^2 R_C}{2}.$$

Ako je statička radna točka za sklop prema sl. 13 odabrana u sredini radnog pravca, maksimalna je amplituda izmjeničnog signala približno jednaka iznosu istosmjerne struje I_C u statičkoj

radnoj točki, pa je $P_p = \frac{I_C^2 R_C}{2}$, a jer je $I_C = \frac{U_{CC}}{2(R_C + R_E)}$, izlazi da je

$$P_p = \frac{U_{CC}^2 R_C}{8(R_C + R_E)^2}.$$

Ako je $R_C \gg R_E$, izraz za snagu P prenijetu na trošilo R_C daje maksimum

$$P_p \approx \frac{U_{CC}^2}{8R}.$$

Smanjenje R_E traži i smanjenje R_B . Posljedica je smanjenje strujnog pojačanja. Odlučno je tu i pitanje stabilnosti radne točke.

Izvor isporučuje snagu $P_{CC} = U_{CC} \cdot I_C$, koja je neovisna o izmjeničnom signalu u pojačalu. Ako je struja

$$I_C = \frac{U_{CC}}{2(R_C + R_E)},$$

snaga predana sklopu je

$$P_{CC} = \frac{U_{CC}^2}{2(R_C + R_E)} = \frac{U_{CC}^2}{2R_C} \text{ ako je } R_C \gg R_E.$$

Na kolektoru troši se snaga

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T u_{CE} i_C dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_{CC} i_C dt - (R_C + R_E) \frac{1}{T} \int_0^T i_C^2 dt,$$

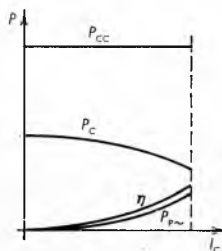
što odgovara razlici između snage koju isporučuje izvor i snaga utrošenih na otporima R_C i R_E . Integracijom se dobije

$$P_C = P_{CC} - (R_C + R_E) I_C^2 - (R_C + R_E) \frac{(I_{Cmax})^2}{2}.$$

Disipacija snage na kolektoru maksimalna je kad nema signala:

$$P_{Cmax} = \frac{U_{CC}^2}{4(R_C + R_E)} \approx \frac{U_{CC}^2}{4R_C}.$$

Utrošak snage u baznom krugu obično je tako mali da se može zanemariti. Snaga P_C , koju proizvođač uvijek deklarira, ne smije se prekoračiti, kako ne bi temperatura tranzistora narasla iznad dozvoljene vrijednosti.



Sl. 21. Disipacija snage u pojačalu sa zajedničkim emiterom. P_{CC} snaga koju daje izvor, P_C izmjenična snaga predana trošilu, P_E snaga utrošena na kolektoru, η korisnost

Najznačajniji je iznos izmjenične, korisne snage predane trošilu. Na račun toga smanjuje se snaga na tranzistoru. Maksimalna disipacija snage na kolektoru dva je puta veća od maksimalne snage koja se može predati trošilu. Prikazana osnovna konfiguracija očito nije prikladna za pojačanje snage.

Korisnost (stupanj djelovanja) η pojačala definira se kao omjer izmjenične snage predane trošilu i snage koju izvor isporučuje sklopu:

$$\eta = \frac{P_C}{P_{CC}} = \frac{I_{Cmax} R_C / 2}{U_{CC}^2 / 2 R_C}.$$

Za maksimalni signal i korisnost η je najveća:

$$\eta_{max} = \frac{U_{CC}^2 / 8 R_C}{U_{CC}^2 / 2 R_C} = 0,25 \text{ uz } R_C \gg R_E.$$

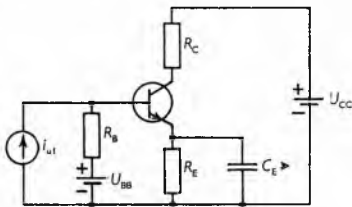
Ovakva korisnost pokazuje da je razmatrano pojačalo vrlo neefikasno u pogledu pojačanja snage. Iz tranzistora koji ima maksimalnu disipaciju na kolektoru, npr., 800 mW, moći će se u razmatranom sklopu dati najviše 400 mW izmjenične snage trošilu, jer je

$$\frac{P_{Cmax}}{P_{Pmax}} \approx \frac{U_{CC}^2 / 4 R_C}{U_{CC}^2 / 8 R_C} = 2.$$

Da su odnosi nepovoljni vidi se i iz sl. 21. Stoga se za pojačanje snage primjenjuju drukčiji spojevi i rad u tzv. klasi B (v. str. 503).

Kapacitivnost u emitorskom krugu. Otpor R_E stavlja se u emitorski krug da bi se dobila stalna emitorska struja u statičkoj radnoj točki. Međutim, otpor R_E smanjuje pojačanje sklopa.

Stoga se u većini primjena otporniku otpora R_E spaja paralelno kondenzator kapacitivnosti C_E koja mora biti dovoljno velika da za izmjenične signale što ih treba pojačati djeluje kao kratki spoj (sl. 22). U ovom slučaju razlikuju se statički i dinamički radni pravac, kao što je prikazano na sl. 23. Dinamički radni pravac vrijedi za izmjenični signal, a prolazi kroz statičku radnu točku u kojoj je signal jednak nuli, pa vrijede statički uvjeti. Na sl. 23 statička radna točka smještena

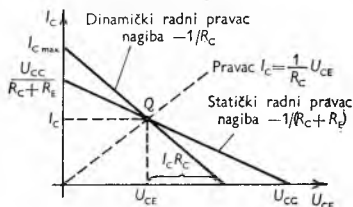


Sl. 22. Pojačalo sa zajedničkim emiterom s pridodanim kondenzatorom kapacitivnosti C_E u emitterskom krugu

je tako da se dobije najveći mogući hod izmjeničnog signala. Ovaj se uvjet ispunjava, uz dane R_E i R_C , prikazanom grafičkom konstrukcijom ili analitičkim uvjetima:

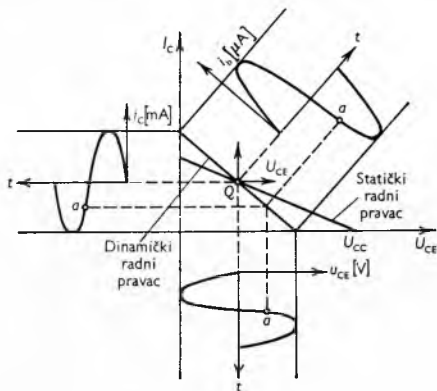
$$I_C = \frac{U_{CC}}{2R_C + R_E},$$

$$U_{CE} = \frac{U_{CC}}{2 + (R_E/R_C)}.$$



Sl. 23. Grafička analiza pojačala sa sl. 22. Ucertavanje statičkog i dinamičkog radnog pravca

Na sl. 24 prikazani su statički i dinamički radni pravac, statička radna točka Q , ulazni signal i_b i izlazni signali i_c i u_{ce} koje daje pojačalo. Vidi se po položaju točke a da su struje i_c i i_b u fazi, a napon U_{ce} u odnosu prema njima u protufazi.



Sl. 24. Signali u pojačalu sa sl. 22

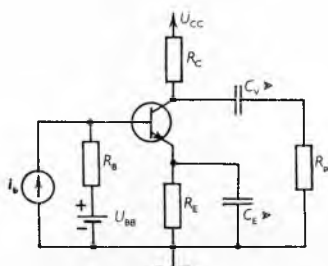
Vezna kapacitivnost. Veza između izlaza pojačala i opterećenja vrlo je često kapacitivna, čime se sprečava tok istosmjernе struje u statičkim uvjetima kroz trošilo R_p (sl. 25).

Jednadžba statičkog radnog pravca glasi

$$U_{CC} = I_C(R_C + R_E) + U_{CE},$$

a dinamičkog radnog pravca

$$i_c - I_C = -\frac{R_p + R_C}{R_p R_C}(u_{ce} - U_{CE}).$$



Sl. 25. Trošilo kapacitivno vezano na pojačalo sa zajedničkim emiterom. $C_v \gg$ velika kapacitivnost veznog kondenzatora, $C_E \gg$ velika kapacitivnost emitterskog otpornika. Kapacitivna veza između izlaza pojačala i opterećenja sprečava u statičkim uvjetima tok istosmjernе struje kroz trošilo, pa ono samim tim nema utjecaja na položaj statičke radne točke

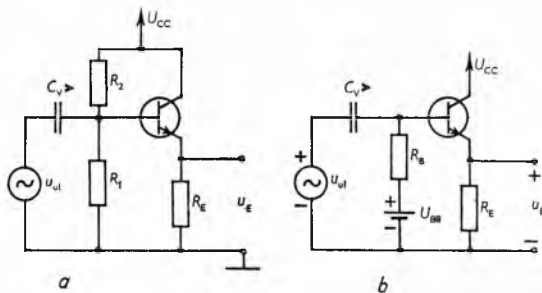
Za najveći hod izmjeničnog signala statičku radnu točku treba postaviti tako da bude

$$I_C = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E + R_p R_C / (R_p + R_C)}.$$

Time je određen i maksimalni hod kod izmjenične struje u kolektorskom krugu. Od toga trošilo dobiva dio određen omjerom $R_C / (R_C + R_p)$.

U danim razmatranjima primijenjene su analitičke metode, uz pretpostavku linearnih karakteristika tranzistora. Grafička analiza daje točnije rezultate jer može uzeti u obzir također nelinearnost karakteristika i promjenu parametara.

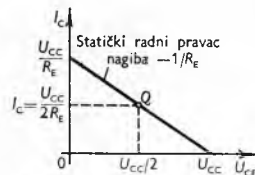
Grafička analiza emitterskog sljedila. Ime ovog sklopa proizlazi iz činjenice da izlazni napon slijedi ulazni, uz vrlo malu razliku u iznosu. Na sl. 26 a prikazano je emittersko sljedilo, a na sl. 26 b njegov pojednostavnjeni sklop.



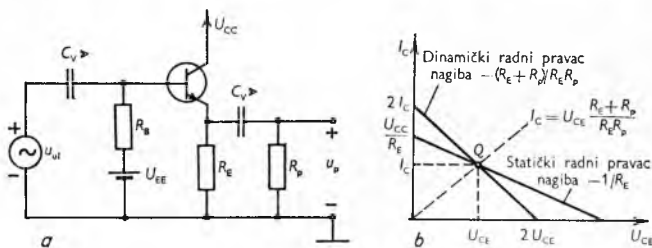
Sl. 26. Sklop emitterskog sljedila (a) i pojednostavnjeni sklop emitterskog sljedila (b)

Statički radni pravac kod ovog sklopa imat će nagib $-1/R_E$ (sl. 27). Napon napajanja dijeli se na tranzistor i otpor R_E . Postavljanjem radne točke Q u sredinu radnog pravca postiže se simetrični hod signala U_E . Ako se uzme da napon baza-emiter ne mijenja svoj iznos, to znači da se ulazni i izlazni napon kod silicijumskih tranzistora razlikuju za $\sim 0,7$ V.

Slučaj opterećenja emitterskog sljedila trošilom R_p preko kapacitivne veze, kao i pripadna grafička analiza, dani su na sl. 28 a i b. Maksimalni



Sl. 27. Grafička analiza emitterskog sljedila. Ucertavanje statičkog radnog pravca

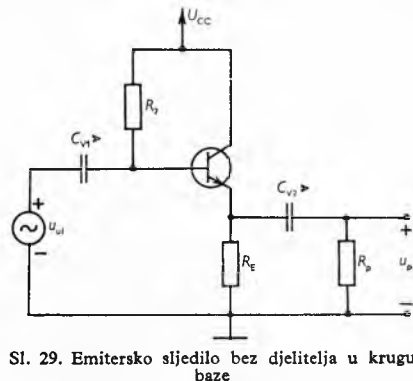


Sl. 28. Trošilo kapacitivno vezano na emittersko sljedilo (a) i ucertavanje statičkog i dinamičkog radnog pravca za to pojačalo (b)

simetrični hod napona na izlazu postiže se u točki gdje se sijeku statički radni pravac i pravac

$$I_C = U_{CE} \frac{R_E + R_p}{R_E R_p}.$$

Često se umjesto djelila u krugu baze (v. sl. 26 a) stavlja samo otpornik prikladnog otpora R_p .



Sl. 29. Emittersko sljedilo bez djelitelja u krugu baze

Za sklop na sl. 29 uz statičke je uvjete potencijal na bazi dan jednakžbom

$$U_B = U_{BE} + I_E R_E = U_{BE} + \frac{I_B}{1 - \alpha} R_E,$$

a potrebna struja baze:

$$I_B = \frac{U_E}{R_E(1 - \alpha)}.$$

Potrebna struja baze određuje iznos otpora R_2 :

$$R_2 = \frac{U_{CC} - U_B}{I_B}.$$

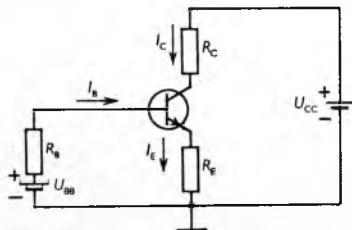
Za nadomjesni sklop na sl. 30 izlazi, kao za djelila napona, da je napon na emitterskom otporniku

$$U_E = (U_{CC} - U_{BE}) \frac{R_E(1 - \alpha)}{R_2 + R_E(1 - \alpha)}.$$

Treba svakako uočiti da se gledajući u bazu vidi razmjerno velik otpor $R_E/(1 - \alpha) = R_E(1 + \beta)$.

Stabilizacija radne točke. Na stabilnost radne točke pojačala mogu utjecati promjene reverzne struje I_{CB0} , faktora strujnog pojačanja β , istosmjernog napona baza-emiter U_{BE} , napona napajanja i otpora otpornika u sklopu pojačala. Struja I_{CB0} mijenja se s temperaturom. Faktor β varira vrlo jako od uzorka do uzorka jednog te istog tipa tranzistora, a napon U_{BE} također (od 0,5 V do 0,9 V za silicijumske tranzistore), s time da ovisi i o temperaturi. Otpornici su najčešće s tolerancijama $\pm 10\%$, a napon napajanja može se znatno mijenjati ako nije stabiliziran.

Utjecaj faktora strujnog pojačanja β . Ako se pojačalo projektira tako da mu se osigura stalna struja baze u statičkoj radnoj točki, može se dogoditi da statička radna točka pojačala uz upotrebu jednog te istog tipa tranzistora bude u aktivnom području, u zasićenju ili pak gotovo u zapiranju. Razlog je u faktoru β ,



Sl. 31. Pojednostavnjeni sklop pojačala u spoju zajedničkog emitera (djelitelj u bazi nadomješten po Théveninu)

koji normalno varira u odnosu 1 : 3 kod jednog te istog tipa tranzistora. Ako se želi da položaj statičke radne točke pojačala (sl. 31) bude neovisan o faktoru β , treba da je u pojačalu ispunjen uvjet

$$R_E \gg R_B(1 - \alpha).$$

Navedeni uvjet dobije se iz jednakžbi za sklop na sl. 31:

$$\begin{aligned} I_C &= \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0}, \\ U_{CC} &= I_C R_C + I_E R_E + U_{CE}, \\ U_{BB} &= I_B R_B + U_{BE} + I_E R_E, \\ I_B &= (1 - \alpha) I_E - I_{CB0}, \\ I_C &= \alpha I_E + I_{CB0}. \end{aligned}$$

Iz ovih jednakžbi može se naći da je kolektorska struja u statičkoj radnoj točki

$$I_C = \frac{\alpha(U_{BB} - U_{BE}) + I_{CB0}(R_E + R_B)}{R_E + (1 - \alpha)R_B}.$$

Ako se uzme da je $\alpha \approx 1$, a I_{CB0} zanemarljivo malo kod silicijumskih tranzistora, izlazi

$$I_C \approx \alpha I_E \approx I_E \quad \text{i}$$

$$I_{CB0}(R_E + R_B) \ll \alpha(U_{BB} - U_{BE}) \approx U_{BB} - U_{BE}.$$

Nadalje se pojednostavnjuje izraz

$$U_{CC} \approx U_{CE} + I_C(R_C + R_E)$$

i u statičkoj je radnoj točki

$$I_C \approx \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_E + (1 - \alpha)R_B}.$$

Sada se vidi, ako je ispunjen uvjet $R_E \gg (1 - \alpha)R_B$, da se izraz za kolektorsku struju u statičkoj radnoj točki svodi na oblik

$$I_C \approx \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_E}.$$

Izraz za I_C sada uopće ne ovisi od β , tj. neovisan je i o njegovim promjenama. Praktički se uzima da R_E bude desetak puta veći od $R_B(1 - \alpha)$.

Utjecaj temperature. Promjena temperature utječe na iznos reverzne struje I_{CB0} i na napon baza-emiter U_{BE} , a time i na položaj statičke radne točke. Utjecaj temperature znatno je manji za silicijumske tranzistore nego za germanijumske tranzistore. O utjecaju temperature na silicijumske tranzistore treba obično povesti računa samo kod direktno vezanih pojačala i kod pojačala snage.

Izraz za kolektorsku struju pojačala na sl. 31 glasi:

$$I_C = \frac{\alpha(U_{BB} - U_{BE}) + I_{CB0}(R_E + R_B)}{R_E + (1 - \alpha)R_B}.$$

On se može pojednostavniti ako je $\alpha \approx 1$ i $R_E + (1 - \alpha)R_B \approx R_E$, kao uvjet za sprečavanje utjecaja promjene faktora β , pa je uz taj uvjet

$$I_C \approx \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_E} + I_{CB0} \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right).$$

Tim izrazom obuhvaćene su temperaturno ovisne veličine, napon U_{BE} i struja I_{CB0} .

Napon baza-emiter U_{BE} mijenja se linearno s temperaturom:

$$\Delta U_{BE} = U_{BE2} - U_{BE1} = -k_1(\theta_2 - \theta_1),$$

gdje je k_1 koeficijent proporcionalnosti ($\approx 2,5 \text{ mV/}^\circ\text{C}$), a θ je temperatura.

Reverzna struja kolektor-baza I_{CB0} podvostručuje se za porast od 10°C , tj.

$$I_{CB02} = I_{CB01} \cdot e^{k(\theta_2 - \theta_1)}, \text{ odnosno}$$

$$\frac{\Delta I_{CB0}}{\Delta \theta} = \frac{I_{CB01}(e^{k\Delta\theta} - 1)}{\Delta \theta},$$

gdje je k drugi koeficijent proporcionalnosti ($\approx 0,07/^\circ\text{C}$), a $\Delta\theta$ je razlika temperature. Tipične vrijednosti reverzne struje za temperaturu okoline od 25°C su za silicijumske tranzistore $1 \mu\text{A}$ ili manje od toga, a za germanijumske tranzistore $100 \mu\text{A}$.

Upotrebom prije navedene pojednostavnjene jednakžbe za kolektorsku struju I_C , uz pretpostavku da se zbog promjene temperature mijenjaju U_{BE} i I_{CB0} , dobije se:

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta \theta} = -\frac{1}{R_E} \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta \theta} + \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \frac{\Delta I_{CB0}}{\Delta \theta}.$$

Koristeći se izrazima za ΔU_{BE} i ΔI_{CB0} dobiva se jednakžba oblika

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta \theta} = \frac{k_1}{R_E} + \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) I_{CB01} \frac{e^{k\Delta\theta} - 1}{\Delta \theta},$$

odnosno

$$\Delta I_C = \frac{k_1 \Delta \theta}{R_E} + \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) I_{CB01} (e^{k\Delta\theta} - 1).$$

Iz gornje jednakžbe vidi se da je utjecaj promjene napona U_{BE} neovisan o tome da li je tranzistor silicijumski ili germanijumski, ali će taj utjecaj biti dominantan na silicijumske tranzistore jer je u njima utjecaj reverzne struje I_{CB0} zanemarljiv. Naprotiv, na germanijumske tranzistore daleko značajniji bit će utjecaj reverzne struje I_{CB0} . Općenito uzevši, germanijumski tranzistori mnogo su osjetljiviji prema promjenama temperature od silicijumskih. To je jedan od glavnih razloga za to da silicijumski tranzistori gotovo potpuno istiskuju iz upotrebe germanijumske.

Faktori stabilizacije. Kolektorska struja I_C u statičkoj radnoj točki funkcija je reverzne struje kolektor-baza I_{CB0} , napona baza-emiter U_{BE} i faktora strujnog pojačanja β :

$$I_C = f(I_{CB0}, U_{BE}, \beta).$$

Totalni diferencijal ove funkcije je

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}} dI_{CB0} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} dU_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial \beta} d\beta.$$

Ako se definiraju faktori stabilizacije:

$$S_I = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}} \approx \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}}, \quad S_U = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}} \approx \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}},$$

$$S_\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} \approx \frac{\partial I_C}{\partial \beta},$$

za male je promjene

$$\Delta I_C \approx dI_C, \quad \Delta U_{BE} \approx dU_{BE}, \quad \Delta \beta \approx d\beta, \text{ pa je}$$

$$\Delta I_C \approx S_I \Delta I_{CB0} + S_U \Delta U_{BE} + S_\beta \Delta \beta.$$

Iz već prije izvedenog izraza za kolektorsku struju u statičkoj radnoj točki dobiva se

$$S_I = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}} = \frac{R_B + R_E}{R_E + (1 - \alpha) R_B} \approx 1 + \frac{R_B}{R_E}$$

$$i \quad S_U = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} = \frac{-\alpha}{R_E + (1 - \alpha) R_B} \approx -\frac{1}{R_E}.$$

Da bi se našao faktor stabilizacije S_β , treba pristupiti prona-
laženju omjera $\Delta I_C / \Delta \beta$, jer u ovom slučaju promjene nisu tako
male da bi moglo zadovoljiti deriviranje. Izraz za kolektorsku
struju može se pojednostavniti:

$$I_C \approx \beta \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E}.$$

Ako se u granicama od β_1 do β_2 struja kolektora mijenja od I_{C1}
do I_{C2} , može se načiniti omjer

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{\beta_2 R_B + (\beta_1 + 1) R_E}{\beta_1 R_B + (\beta_2 + 1) R_E},$$

a odavde se izvodi

$$\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} = \frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \frac{\Delta \beta (R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (\beta_2 + 1) R_E]},$$

gdje je

$$\Delta I_C = I_{C2} - I_{C1}, \quad \Delta \beta = \beta_2 - \beta_1.$$

Odavde slijedi

$$S_\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \cdot \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E}.$$

Prema tome promjena struje u statičkoj radnoj točki bit će

$$\Delta I_C \approx \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \Delta I_{CB0} - \frac{1}{R_E} \Delta U_{BE} + \frac{I_{C1}}{\beta_1} \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_2 + 1) R_E} \Delta \beta.$$

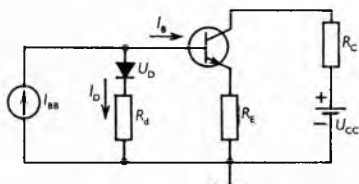
Slično se mogu dodati i članovi kojima se uzimaju u obzir
eventualni utjecaji drugih veličina u sklopu, npr. utjecaj promjene
napona napajanja članom $S_{U_{cc}} \cdot \Delta U_{cc}$.

Da bi se postigla što bolja stabilnost statičke radne točke,
nastoje se faktori stabilizacije načiniti što manjim.

**Upotreba poluvodičkih elemenata za kompenzaciju temperaturnih
utjecaja.** Promjena temperature može znatno utjecati na po-
ložaj statičke radne točke tranzistorskog pojačala. Kod silicijum-
skih tranzistora do toga dolazi pretežno zbog promjene napona
 U_{BE} . Iz izraza za S_U vidi se da se stanje popravljiva ako se povećava
 R_E , ali to smanjuje i kolektorsku struju, što je nepovoljno.

Druga mogućnost je kompenzacija poluvodičkom diodom
prema sl. 32. Diodu treba odabrati tako da bude $\Delta U_D / \Delta \theta$ jednako
 $\Delta U_{BE} / \Delta \theta$. Izvor I_{BB} daje konstantnu struju koja se dijeli ovako:

$$I_{BB} = I_D + I_B = I_D + \frac{I_E}{\beta + 1},$$



Sl. 32. Sklop pojačala u kojem je izvršena
kompenzacija temperaturnih utjecaja po-
luprovodičkom diodom

a potencijal baze je

$$U_B = U_D + I_D R_D = U_{BE} + I_E R_E.$$

Iz ovih jednadžbi može se izračunati struja emitera

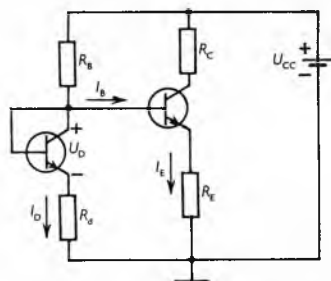
$$I_E = \frac{U_D - U_{BE} + I_{BB} R_D}{R_E + [R_D / (\beta + 1)]},$$

$$a \quad \frac{\Delta I_E}{\Delta \theta} = \frac{\Delta U_D / \Delta \theta - \Delta U_{BE} / \Delta \theta}{R_E + [R_D / (\beta + 1)]} = 0,$$

jer izvor I_{BB} daje konstantnu struju. Struja I_E neovisna je o pro-
mjeni temperature. Uvjet da struja I_E bude neovisna o β jest

$$R_E \gg \frac{R_D}{\beta + 1}.$$

Izvor konstantne struje I_B ostvaruje se spajanjem izvora napona
 U_{cc} preko velikog otpora R_B , kao što je to prikazano na sl. 33.
Na istoj slici umjesto diode upotrijebljen je tranzistor spojen
kao dioda.



Sl. 33. Praktična realizacija sklopa na
temelju rješenja na sl. 32 s tranzistorom
spojenim kao dioda

Upotreba tranzistora umjesto diode naročito je uobičajena
u integriranim sklopovima; u njima kao osnovni element za re-
alizaciju diode služi tranzistor.

Za sklop na sl. 33 je

$$\frac{\partial I_E}{\partial \theta} = \frac{1}{R_E} \left(\frac{R_B}{R_B + R_D} \frac{\partial U_D}{\partial \theta} - \frac{\partial U_{BE}}{\partial \theta} \right),$$

a jer je

$$\frac{\partial U_D}{\partial \theta} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial \theta} = -k \text{ (gdje je } k \approx 2,5 \text{ mV/}^\circ\text{C)},$$

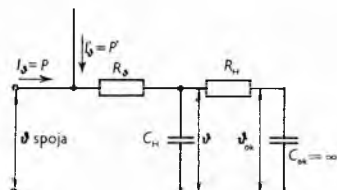
to je

$$\frac{\partial I_E}{\partial \theta} = \frac{k}{R_E} \cdot \frac{1}{1 + R_B/R_D}.$$

U ovom izrazu drugi faktor na desnoj strani daje poboljšanje
koje je postignuto kompenzacijom temperaturnog utjecaja na
napon U_{BE} .

Toplinska stabilnost. Ako u sklopu s tranzistorom povećanje
temperature okoline izazove povećanje kolektorske struje, pa zbog
toga raste disipacija snage na tranzistoru, sklop je toplinski ne-
stabilan, jer zbog povećanja snage raste dalje kolektorska struja.
Temperatura i struja tranzistora naglo rastu sve dok tempe-
ratura ne naraste preko dozvoljene, te dolazi do uništenja tran-
zistora. Ta se pojava zove **toplinski bijeg**.

Na sl. 34 je na osnovi
analogije toplinskih i elek-
tričnih pojava prikazan top-
linski nadomjesni sklop tran-
zistora. I_θ je toplinska
struja u stacionarnom stan-
ju jednaka snazi P koja se
razvija na tranzistoru. R_θ
je ukupni toplinski otpor
tranzistora, a R_H je top-
linski otpor hladila. C_H je top-
linska kapacitivnost sklopa,
a C_{ok} je toplinska kapacitiv-
nost okoline, za koju se
pretpostavlja da je neizmjer-



Sl. 34. Pojednostavnjen toplinski nado-
mjesni sklop tranzistora. θ temperatura,
 θ_{0k} temperatura okoline, I_θ toplinska struja
u stacionarnom stanju, I_θ' dodatna toplin-
ska struja uzrokovana signalom, P snaga
koja se razvija na tranzistoru, P' dodatna
snaga, R_θ ukupni toplinski otpor, R_H
toplinski otpor hladila

no velika. U stacionarnom stanju bit će zadovoljen izraz

$$\theta_{sp} = \theta_{ok} + (R_\theta + R_H) P,$$

gdje je θ_{sp} temperatura spojišta, a θ_{ok} temperatura okoline. To je osnovna jednadžba koja mora biti zadovoljena da se ne prijede dozvoljena disipacija P za tranzistor. Iz nje se izračunava dozvoljena snaga P .

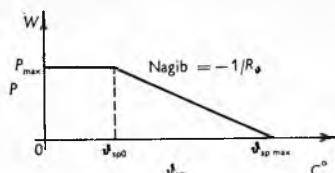
Dalje se može analizirati utjecaj dodatne snage $P' = I_\phi'$ koja se razvija, npr., uslijed signala na pojačalu:

$$P + P' = C_H \frac{d\theta}{dt} + \frac{\theta - \theta_{ok}}{R_H} = \frac{\theta_{sp} - \theta}{R_\theta}.$$

Iz ove diferencijalne jednadžbe može se izlučiti temperatura θ_{sp} , te uz poznavanje ovisnosti kolektorske snage P o temperaturi spojišta θ_{sp} izvodi se diferencijalna jednadžba iz koje se može dobiti uvijek toplinske stabilnosti.

Toplinska nestabilnost može se javiti u tranzistorskim sklopovima ako je napon u statičkoj radnoj točki U_{CE} veći od polovine napona napajanja U_{CC} . U tom slučaju povećanje kolektorske struje ima za posljedicu smanjenje napona U_{CE} , ali se disipacija snage P povećava.

U podacima za tranzistore snage specificirana su ograničenja za maksimalnu struju kolektora I_{CMAX} , maksimalnu struju baze I_{BMAX} , probojni naponi kolektor-baza BU_{CB0} , emiter-baza BU_{EB0} i kolektor-emiter BU_{CE0} , te maksimalna disipacija snage, maksimalna temperatura spojišta θ_{sp} i maksimalni temperaturni otpor R_θ . Ovi zadnji podaci mogu se prikazati prema sl. 35. U ovom



Sl. 35. Dozvoljena disipacija snage P na tranzistoru u ovisnosti o temperaturi spojišta θ_{sp}

se dijagramu uzima da je hladilo na koje je pričvršćen tranzistor neizmjereno veliko, tj. da nema otpora R_H . Za $\theta > \theta_{sp0}$ je snaga:

$$P = \frac{\theta_{sp} - \theta_{ok}}{R_\theta},$$

a ako se uzme u obzir i R_H :

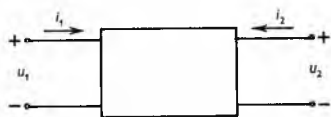
$$P = \frac{\theta_{sp} - \theta_{ok}}{R_\theta + R_H}.$$

Analiza sklopova s tranzistorima uz mali signal nižih frekvencija. Grafička analiza sklopova s tranzistorima vrlo je značajna pri određivanju statičke radne točke i pri analizi pojačala s velikim izlaznim signalima.

Ako se radi o malim signalima, tranzistor se može nadomjestiti linearnim nadomjesnim sklopom. Tada se analiza sklopa za izmjenični signal svodi na *analizu linearnih električnih mreža*.

Frekvencijska ovisnost, koja i dolazi do izražaja tek na višim frekvencijama, ovdje se neće uzeti u obzir.

Hibridni parametri. Za analizu sklopova s tranzistorima uz male signale nižih frekvencija primjenjuju se hibridni parametri ili kraće h -parametri. Tranzistor se promatra kao četveropol sa dvije ulazne i dvije izlazne stezaljke (sl. 36). Do elemenata mreže



Sl. 36. Mreža sa dva prilaza ili četveropol

unutar prikazanog četveropola može se doći razmatranjem internih fizikalnih svojstava elemenata — tranzistora, ili pak preko svojstava koje oni pokazuju preko svojih izvoda. Razlog što se najčešće upotrebljavaju h -parametri jest što se jednostavno mjere i što omogućavaju da se jednostavno sagledaju svojstva sklopa. Jednadžbe s h -parametrima za četveropol jesu

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2, \quad i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2,$$

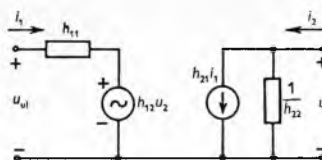
gdje su struja i_1 i napon u_2 nezavisne varijable, koje predstavljaju male promjene oko statičke radne točke. Za tranzistorske sklopove često se upotrebljavaju i drugi indeksi za h -parametre:

$$u_1 = h_i i_1 + h_r u_2, \quad i_2 = h_f i_1 + h_o u_2.$$

Ovi su indeksi i , r , f i o prva slova engleskih riječi input (ulaz), reversal (povrat), forward (prema naprijed), output (izlaz). Definicije parametara jesu:

$$\begin{aligned} h_{11} = h_i &= \frac{u_1}{i_1} \Big|_{u_2=0} && \text{ulazna impedancija uz kratko spojen izlaz,} \\ h_{12} = h_r &= \frac{u_1}{u_2} \Big|_{i_1=0} && \text{omjer povratnog djelovanja uz otvoren ulaz,} \\ h_{21} = h_f &= \frac{i_2}{i_1} \Big|_{u_2=0} && \text{faktor strujnog pojačanja uz kratko spojen izlaz,} \\ h_{22} = h_o &= \frac{i_2}{u_2} \Big|_{i_1=0} && \text{izlazna vodljivost uz otvoren ulaz.} \end{aligned}$$

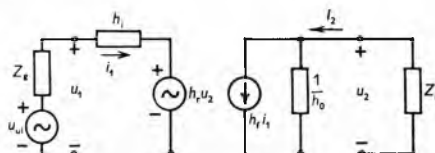
Nadomjesni sklop tranzistora dan je na sl. 37. Ulazni i izlazni krug su odvojeni. Međusobna zavisnost očituje se preko strujnog izvora u izlaznom krugu i naponskog izvora u ulaznom krugu.



Sl. 37. Nadomjesni sklop tranzistora kao mreže sa dva prilaza, uz upotrebu parametara h

Ova nadomjesna shema može se upotrijebiti do umjereno visokih frekvencija. Radi matematičke analize sklopova (tj. radi prikaza međusobnih faznih odnosa izmjeničnih signala formulama) naponi su (prema konvenciji) u shemama ovog članka označeni znakovima $+$ i $-$, mada nisu istosmjerni. (Neki autori upotrebljavaju mjesto toga strelicu u smjeru od $-$ prema $+$.) Dobiveni su izrazi pozitivni ako sklop ne zakreće fazu, a negativni ako je pomak faze 180° . U ulazni, odnosno izlazni krug mogu se jednostavno dodati elementi sklopa pojačala, prema sl. 38. Pripadne jednadžbe glase:

$$u_1 = h_i i_1 + h_r u_2, \quad i_2 = h_f i_1 + h_o u_2, \quad u_2 = -i_2 Z_p.$$



Sl. 38. Nadomjesni sklop tranzistorskog pojačala sastavljen od nadomjesnog sklopa tranzistora i pridodatnih elemenata pojačala

Iz ovih jednadžbi nalazi se strujno pojačanje

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_f}{1 + h_o Z_p},$$

naponsko pojačanje

$$A_v = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{h_f \cdot Z_p}{h_i + Z_p(h_i h_o - h_r h_f)}$$

i ulazna impedancija

$$Z_{ul} = \frac{u_1}{i_1} = -\frac{A_i}{A_v} Z_p = \frac{h_i + Z_p(h_i h_o - h_r h_f)}{1 + h_o Z_p}.$$

Iz jednadžbi

$$\begin{aligned} 0 &= (h_i + Z_p) i_1 + h_r u_2, \\ i_2 &= h_f i_1 + h_o u_2, \end{aligned}$$

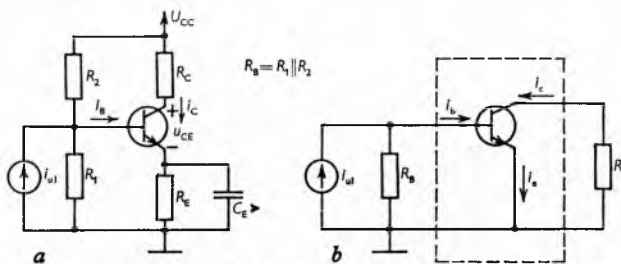
dobivenih za izvor u_2 priključen na izlaz, isključenu impedanciju Z_p , a ulazni generator u_{u1} kratko spojen, dobije se izraz za izlaznu impedanciju

$$Z_{1z} = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_1 + Z_g}{h_1 h_o - h_f h_r + h_o Z_g}$$

Mjerenje h -parametara obavlja se uz mali signal, za određenu statičku radnu točku. Položaj statičke radne točke utječe na iznose h -parametara.

Iznosi h -parametara različiti su za sklop sa zajedničkim emiterom, zajedničkom bazom i zajedničkim kolektorom. Zbog toga h -oznakama dodaje se još jedan indeks za odgovarajući sklop: e, b, odnosno c. Nadomjesne sheme na sl. 37 i 38 općenite su i vrijede za sva tri spomenuta sklopa, a tako i izvedeni opći izrazi za A_1 , A_v , Z_{ul} , Z_{1z} ; uz svaki pojedini sklop treba pridodati pripadni indeks i upotrijebiti odgovarajuće iznose za h -parametre. U tvorničkim podacima obično se daju prosječne vrijednosti h -parametara uz frekvenciju izmjeničnog signala od 1000 Hz. Katkada se daje i ovisnost parametara o radnim uvjetima. Iznos parametara daje se po pravilu samo za jednu konfiguraciju (npr. sa zajedničkim emiterom). Za druge konfiguracije mogu se onda h -parametri po potrebi lako izračunati (tabl. 1).

Sklop sa zajedničkim emiterom. Na sl. 39 prikazan je sklop sa zajedničkim emiterom, a zatim odgovarajući sklop u



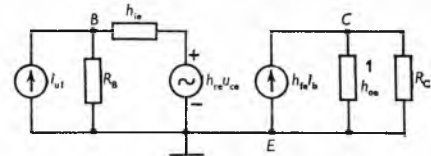
Sl. 39. Sklop pojačala sa zajedničkim emiterom uz priključen izvor izmjeničnog signala (a) i pojednostavljen sklop tog pojačala za mali izmjenični signal (b)

kojem su ispušteni svi dijelovi koji za mali izmjenični signal nemaju funkcije. Tranzistor, crtkano uokviren, treba nadomjestiti h -parametrima za spoj zajedničkog emitera (sl. 40).

Za strujno i naponsko pojačanje i za ulaznu i izlaznu impedanciju vrijede opći izrazi dani za općeniti nadomjesni sklop na sl. 38. Ti se izrazi mogu pojednostavniti. Strujno pojačanje sklopa za veliki izlazni otpor $1/h_{oe}$, odnosno malu vrijednost umnoška $h_{oe} \cdot Z_p$ ili $h_{oe} \cdot R_c$, težiti će k iznosu faktora strujnog pojačanja h_{fe} . Pri tome se zanemaruje i dio ulazne struje i_{u1} koji odlazi preko R_B , jer je obično $R_B \gg h_{ie}$.

Za kolektorski otpor reda veličine kilooma naponsko pojačanje teži ka $A_{ve} \approx -h_{fe} R_c / h_{ie}$. Za kolektorski otpor jednak otporu h_{ie} , naponsko pojačanje po iznosu teži iznosu strujnog pojačanja. Ako je kolektorski otpor vrlo velik, pojačanje napona teži ka $A_{ve} = -h_{fe} / (h_{ie} h_{oe} - h_{fe} h_{re})$. Negativni predznak pokazuje da su izlazni i ulazni signal protufazni.

Ulazni otpor teži k otporu h_{ie} ako je otpor trošila reda kilooma. Za vrlo velike otpore trošila, ulazni otpor teži k iznosu prikazanom izrazom $(h_{ie} h_{oe} - h_{fe} h_{re}) / h_{oe}$. Paralelno treba dodati i R_B .



Sl. 40. Nadomjesni sklop pojačala iz sl. 39 a i b uz upotrebu parametara h koji se odnose na spoj zajedničkog emitera

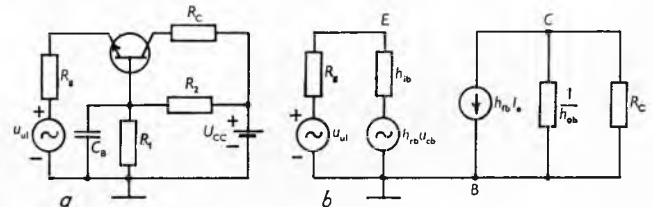
Izlazni otpor, koji općenito ovisi o unutarnjem otporu generatora, teži ka $Z_{1ze} = h_{ie} / (h_{ie} h_{oe} - h_{fe} h_{re})$ za $Z_g = 0$ (naponsko upravljanje), a ka $Z_{1ze} = 1/h_{oe}$ za $Z_g \rightarrow \infty$ (strujno upravljanje). Na sl. 40 je $Z_g \rightarrow \infty$, ali postoji R_B , koji je obično velik, tako da je stvarno stanje obično bliže drugom slučaju.

Pojačanje snage je umnožak naponskog i strujnog pojačanja.

Sklop sa zajedničkom bazom. Na sl. 41a prikazan je sklop sa zajedničkom bazom, a zatim na sl. 41 b i nadomjesni sklop za mali signal nižih frekvencija.

I za ovaj spoj vrijede već dane opće formule. Uz određene uvjete one se pojednostavnjuju.

Strujno pojačanje teži k iznosu faktora strujnog pojačanja h_{fb} ako je otpor trošila R_c reda veličine kilooma, jer je u tom slu-



Sl. 41. Sklop pojačala s tranzistorom u spoju zajedničke baze uz priključeni naponski izvor izmjeničnog signala (a) i nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničke baze uz upotrebu parametara h koji se odnose na spoj zajedničke baze (b)

Tablica 1

MEDUSOBNA ZAVISNOST h -PARAMETARA ZA SPOJEVE ZAJEDNIČKE BAZE, ZAJEDNIČKOG EMITERA I ZAJEDNIČKOG KOLEKTORA

Parametri zajedničkog emitera	Zajednička baza, točni ekvivalent	Zajednička baza, približni ekvivalent	Parametri zajedničke baze	Zajednički emiter, točni ekvivalent	Zajednički emiter, približni ekvivalent
$h_{ie} = h_{11e}$	h_{ib} / Δ_1	$h_{ib} / (1 + h_{fe})$	$h_{ib} = h_{11b}$	h_{ie} / Δ_2	$h_{ie} / (1 + h_{fe})$
$h_{re} = h_{12e}$	$(\Delta_{hb} - h_{rb}) / \Delta_1$	$(\Delta_{bb} - h_{rb}) / (1 + h_{fb})$	$h_{rb} = h_{12b}$	$(\Delta_{he} - h_{re}) / \Delta_2$	$(\Delta_{he} - h_{re}) / (1 + h_{fe})$
$h_{fe} = h_{21e}$	$-(\Delta_{hb} + h_{fb}) / \Delta_1$	$-h_{fb} / (1 + h_{fb})$	$h_{fb} = h_{21b}$	$-(\Delta_{he} + h_{fe}) / \Delta_2$	$-h_{fe} / (1 + h_{fe})$
$h_{oe} = h_{22e}$	h_{ob} / Δ_1	$h_{ob} / (1 + h_{fb})$	$h_{ob} = h_{22b}$	h_{oe} / Δ_2	$h_{oe} / (1 + h_{fe})$
Δ_{he}	Δ_{hb} / Δ_1	$\Delta_{hb} / (1 + h_{fb})$	Δ_{hb}	Δ_{he} / Δ_2	$\Delta_{he} / (1 + h_{fe})$

Parametri zajedničkog kolektora	Zajednička baza		Zajednički emiter	
	točni ekvivalent	približni ekvivalent	točni ekvivalent	približni ekvivalent
$h_{ic} = h_{11c}$	h_{ib} / Δ_1	$h_{ib} / (1 + h_{fb})$	h_{ie}	h_{ie}
$h_{rc} = h_{12c}$	$(1 + h_{fb})' \Delta_1$	1	$(1 - h_{re})$	1
$h_{fc} = h_{21c}$	$-(1 - h_{fb}) / \Delta_1$	$-1 / (1 + h_{fb})$	$-(1 + h_{fe})$	$-(1 + h_{fe})$
$h_{oc} = h_{22c}$	h_{ob} / Δ_1	$h_{ob} / (1 + h_{fb})$	h_{oe}	h_{oe}
Δ_{hc}	$1 / \Delta_1$	$1 / (1 + h_{fb})$	Δ_{he}	$(1 + h_{fe})$

Objašnjenje: $\Delta_{hx} = h_{1x} h_{ox} - h_{fx} h_{rx}$; (slovo x u indeksu zamjenjuje slova e, b ili c); $\Delta_1 = 1 + h_{fb} + \Delta_{hb} - h_{rb}$; $\Delta_2 = 1 + h_{fe} + \Delta_{he} - h_{re}$

čaju umnožak $h_{ob} \cdot R_C \ll 1$. Za velike otpore trošila pojačanje struje se smanjuje. U svakom slučaju strujno pojačanje sklopa sa zajedničkom bazom manje je od jedinice, jer je faktor h_{rb} iako bliz jedinici, ipak manji od nje. Pojačanje struje dalje se smanjuje ako se uzme u obzir otpor u emitterskom krugu i unutarnji otpor generatora.

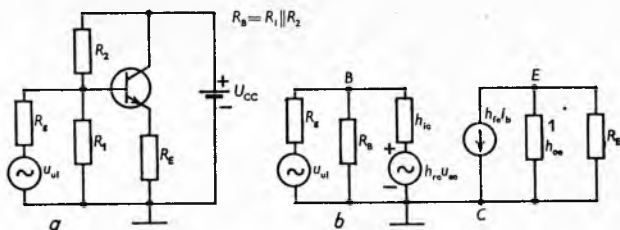
Izraz za naponsko pojačanje pojednostavljuje se na izraz $A_v \approx -h_{rb} R_C / h_{ib}$ ako je $R_C (h_{ib} h_{ob} - h_{rb} h_{rb}) \ll 1$, a na izraz $A_v = -h_{rb} / (h_{ib} h_{ob} - h_{rb} h_{rb})$ ako $R_C \rightarrow \infty$.

S obzirom na to da je faktor h_{rb} negativan, pojačanje A_v je pozitivno. Izlazni napon je u fazi s ulaznim. Ovdje je uzeto da je $R_E = 0$. Ako to nije tako, naponsko pojačanje se smanjuje u omjeru $R_{ul} / (R_{ul} + R_E)$.

Ulazni otpor sklopa sa zajedničkom bazom je mali. Ako je otpor trošila reda veličine kilooma, ulazni otpor teži veličini parametra h_{ib} , a to je nekoliko desetaka oma.

Izlazni otpor je velik i teži iznosu $1/h_{ob}$ ako otpor ulaznog generatora $R_g \rightarrow \infty$. Ako je $R_g = 0$, izlazni otpor teži iznosu $h_{ib} / (h_{ib} h_{ob} - h_{rb} h_{rb})$.

Sklop sa zajedničkim kolektorom (emitorsko sljedilo). Na sl. 42 a prikazan je sklop sa zajedničkim kolektorom, a zatim na sl. 42 b i nadomjesni sklop za mali signal nižih frekvencija.



Sl. 42. Sklop emitorskog sljedila uz priključen izvor izmjeničnog signala (a) i nadomjesni sklop emitorskog sljedila uz upotrebu parametara h koji se odnose na spoj zajedničkog kolektora (b)

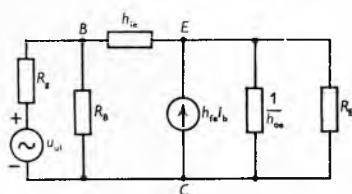
Strujno pojačanje emitorskog sljedila približno je jednako strujnom pojačanju sklopa sa zajedničkim emiterom, jer je $h_{oe} = h_{oe}$, a $h_{re} = -(1 + h_{re})$.

Naponsko pojačanje teži jedinici ako je $h_{re} \cdot R_E \gg h_{ie}$, a to znači da otpor R_E treba da je reda veličine kilooma.

Ulazni je otpor $Z_{ulc} \approx h_{ie} + (1 + h_{re}) R_E$ ako je $h_{oe} R_E \ll 1$. Za veliki otpor R_E ulazni otpor emitorskog sljedila teži ka $Z_{ulc} = (1 + h_{re}) / h_{oe}$, što znači da je unutarnji otpor tranzistora pomnožen faktorom pojačanja.

Izlazni otpor za $h_{oe} \cdot R_E \ll (1 + h_{re})$ teži ka $Z_{izc} \approx (h_{ie} + R_E) / (1 + h_{re})$,

što znači da se otpor iz baznog kruga prenosi u emitorski krug smanjen za faktor pojačanja. Izlazni otpor emitorskog sljedila je mali. Ako se u krugu baze nalazi vrlo veliki otpor ($R_g \rightarrow \infty$), tada izlazni otpor emitorskog sljedila teži ka iznosu $1/h_{oe} = 1/h_{oe}$.

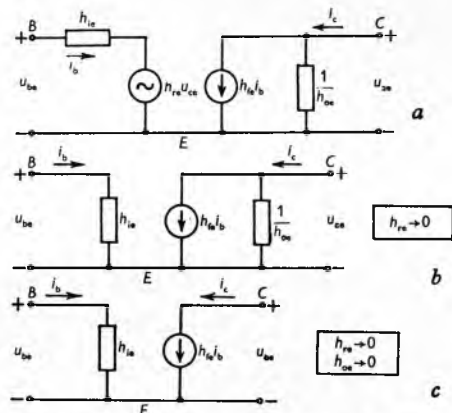


Sl. 43. Nadomjesna shema emitorskog sljedila uz upotrebu parametara h koji se odnose na spoj zajedničkog emitera

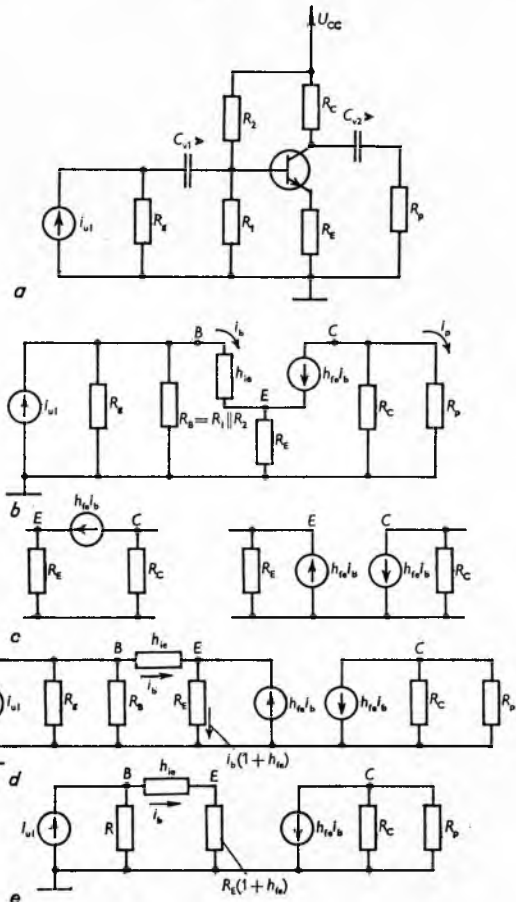
Obično se u analizi sklopa sa zajedničkim kolektorom primjenjuju parametri za sklop sa zajedničkim emiterom, upotrebom prijelaznih formula ili modifikacijom nadomjesne sheme (sl. 43).

Prema tome u analizi sklopova za mali signal postoje dvije mogućnosti: upotrijebiti jedinstvenu, općenitu nadomjesnu shemu i različite parametre ili, pak, primijeniti samo jedne parametre (npr. h_e), ali različite nadomjesne sheme, da bi se dobili jednaki rezultati.

Pojednostavnjenja nadomjesnih sklopova. Na sl. 44 vidi se kako se može pojednostavniti nadomjesni sklop za spoj zajedničkog emitera. Parametri h_{re} redovito, a h_{oe} vrlo često toliko su malih iznosa da se mogu zanemariti, te se dobiva sklop jednostavniji za analizu, pogotovu ako se radi o višestepenom pojačalu.



Sl. 44. Cjelovit nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničkog emitera (a), pojednostavljen nadomjesni sklop uz zanemaran faktor povratnog djelovanja $h_{re} \rightarrow 0$ (b) i najjednostavniji nadomjesni sklop pojačala u spoju zajedničkog emitera uz ispuštenu izlaznu admittanciju $h_{re} \rightarrow 0$ i $h_{oe} \rightarrow 0$ (c)



Sl. 45. Sklop tranzistorskog pojačala u kojem nije premošten otpor R_E kondenzatorom kapacitivnosti C_E (a), nadomjesna shema sklopa pod a uz $h_{re} \rightarrow 0$ i $h_{oe} \rightarrow 0$ (b), cijepanje (razdvajanje) strujnog izvora (c), razdvojeni strujni izvor u nadomjesnom sklopu pojačala (d), konačni nadomjesni sklop s reflektiranim emitorskim otporom (e)

Za sklop na sl. 45 postepeno je razvijena prikladna nadomjesna shema tako da se na pogodan način impedancije reflektiraju iz baznog u emitorski krug i obratno. I tu su zanemareni parametri h_{re} i h_{oe} . U posljednjoj nadomjesnoj shemi između emitera i zajedničke linije nalazi se »reflektirana« ili »transformirana«

impedancija $R_E(1 + h_{re})$; njom se uz struju baze i_B osigurava isti potencijal emitera koji se u stvarnosti dobije uslijed pada napona na otporu R_E uslijed toka emitterske struje.

Osnovni sklopovi s unipolarnim tranzistorima (FET)

Unipolarni tranzistori su naponski upravljani poluvodički elementi vrlo velike ulazne impedancije i velike izlazne impedancije. Razlikuju se spojni unipolarni tranzistori (JFET, prema engl. Junction Field-Effect Transistor) i unipolarni tranzistori s izoliranom upravljačkom elektrodom IGFET (prema engl. Insulated Gate Field-Effect Transistor) ili MOSFET (prema engl. Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor). Unipolarni tranzistori s izoliranom upravljačkom elektrodom imaju veće ulazne impedancije. I oni i spojni unipolarni tranzistori mogu biti P-kanalni ili N-kanalni (v. *Elektronika, sastavni dijelovi*, str. 483).

Grafička analiza sklopova s unipolarnim tranzistorima.

Na sl. 46 a prikazan je često upotrijebljeni osnovni sklop N-kanalnog spojnog unipolarnog tranzistora u spoju zajedničkog uvođa S i karakteristike s određenom radnom točkom Q (sl. 46 b).

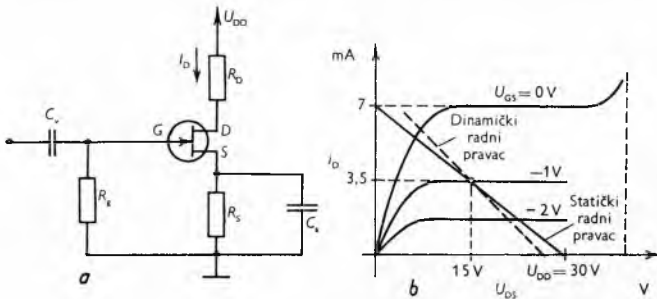
Za statičke uvjete vrijedi:

$$U_{DD} = U_{DS} + I_D(R_D + R_S).$$

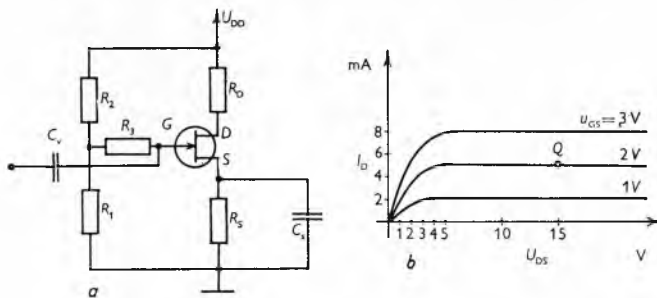
S obzirom na to da je struja upravljačke elektrode G neznatna (manja od 10 nA), proizlazi da je

$$U_{GS} = -I_D R_S.$$

Prednapon U_{GS} ostvaruje se automatski, uslijed struje koja stvara pad napona na R_S , za razliku od sklopova s bipolarnim tranzistorima, gdje je potreban izvor istosmjerne struje za krug baze.



Sl. 46. Pojačalo sa spojnim unipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog uvođa (a) i karakteristike spojnog unipolarnog tranzistora u ucrtanim radnim pravcima (b)



Sl. 47. Pojačalo sa MOS-unipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog uvođa (a) i karakteristike MOS-unipolarnog tranzistora u označenom statičkom radnom točkom (b)

Iz karakteristika se vidi da struja odvođa i_D nije u linearnoj ovisnosti o naponu U_{DS} . Struja i_D proporcionalna je $U_{GS}^{3/2}$. Stoga se unipolarni tranzistori primjenjuju prvenstveno za pojačala malih signala.

Sklop unipolarnog tranzistora s izoliranom upravljačkom elektrodom (MOSFET) obično se izvodi posebnim prednaponskim krugom (kao kod bipolarnih tranzistora). Za sklop u spoju zajedničkog uvođa na sl. 47 a vrijedi za statičke uvjete:

$$U_{DD} = U_{DS} + I_D(R_D + R_S)$$

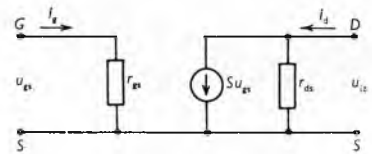
$$i \quad U_{GS} = U_{DD} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_D R_S = U_{GG} - I_D R_S.$$

Otpor R_S nije prijeko potreban, ali se redovito uvrštava radi stabilizacije radne točke Q. Otpor R_S (nekoliko MΩ) ne utječe na statičku radnu točku jer je ulazni otpor tranzistora golem, ali osigurava općenito veliku ulaznu impedanciju sklopa za izmjenični signal. Pri postavljanju radne točke treba još povesti računa o utjecajima temperature na stabilnost radne točke. Analize daju ove uvjete za minimalna odstupanja radne točke uslijed promjene temperature:

$$U_{GG} = 2 U_{GS} + U_{P0}, \quad R_S = \frac{U_{GS} + U_{P0}}{I_D},$$

gdje je U_{P0} napon dodira (engl. pinch-off voltage).

Analiza sklopova s unipolarnim tranzistorima uz mali signal nižih frekvencija. Analiza za mali signal izvodi se na temelju nadomjesne sheme, slično kao analiza sklopova s bipolarnim tranzistorima ili elektronkama.



Sl. 48. Nadomjesni sklop unipolarnog tranzistora za mali signal

Nadomjesni sklop unipolarnog tranzistora (sl. 48) ima za niske frekvencije u ulaznom krugu otpor r_{gs} između upravljačke elektrode G i uvođa S. Umjesto tog otpora može se upotrijebiti i ulazna admitancija y_{is} . U izlaznom krugu nalazi se strujni izvor $S u_{gs}$ (gdje je S strmina — označava se i oznakom g_m ili y_{ts} — a u_{gs} ulazni napon) i otpor r_{ds} između odvođa D i uvođa S (zamjenjuje se i izlaznom admitancijom y_{os}).

Ulazni otpor r_{gs} unipolarnog tranzistora može se na niskim i srednjim frekvencijama smatrati neizmjenljivo velikim:

$$r_{gs} = \left. \frac{\partial u_{GS}}{\partial i_G} \right|_{\text{u statičkoj radnoj točki}} \rightarrow \infty.$$

Strmina S u postavljenoj radnoj točki dana je izrazom

$$S = g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{\text{u stat. r. t.}}$$

Ako se uzme jednadžba koja opisuje karakteristike unipolarnih tranzistora:

$$I_D = I_{P0} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{P0}} \right)$$

može se naći strmina:

$$S = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{\text{u st. r. t.}} = \frac{2 I_{P0}}{U_{P0}} \left(1 + \frac{U_{GS}}{U_{P0}} \right).$$

Vidi se da strmina ovisi o naponu U_{P0} , odnosno struji I_{P0} , što je određeno za odabrani unipolarni tranzistor. Preostaje još napon U_{GS} , o kojem strmina S ovisi prema izrazu

$$S = k(1 + U_{GS}),$$

gdje je k konstanta ovisna o I_{P0} i U_{P0} , a U_{GS} napon između upravljačke elektrode i uvođa u statičkoj radnoj točki. Tipični su iznosi strmine nekoliko mA/V. Veličina S je za unipolarni tranzistor analogna veličini $1/h_{ib}$ za bipolarni tranzistor.

Kod bipolarnog tranzistora je izlazna struja

$$h_{fe} \cdot i_b = h_{fe} \left(\frac{u_{be}}{h_{ie}} \right) = \frac{1}{h_{ib}} \cdot u_{be},$$

a naponsko pojačanje

$$A_v = \frac{u_{ce}}{u_{be}} \approx - \frac{R_p}{h_{ib}}.$$

Naponsko pojačanje unipolarnog tranzistora je

$$A_v = \frac{u_{ds}}{u_{gs}} \approx - S R_p.$$

Za jednake iznose otpora trošila naponsko je pojačanje sklopa s bipolarnim tranzistorom znatno veće od pojačanja sklopa s unipolarnim tranzistorom, jer je $1/h_{ib}$ bipolarnog tranzistora vrlo veliko u usporedbi sa strminom S unipolarnog tranzistora.

Otpor odvod-uvod r_{ds} teoretski bi trebalo da je beskonačno velik, ali u stvarnosti odgovara izlaznom otporu bipolarnog tranzistora $1/h_{oe}$. Kao što se za bipolarni tranzistor može približno uzeti da je h_{oe} proporcionalno struji kolektora u statičkoj radnoj točki, tako se za r_{ds} može približno uzeti da je obrnuto proporcionalan struji odvoda I_D u statičkoj radnoj točki. Iznosi r_{ds} kreću se od nekoliko desetaka do nekoliko stotina kilooma.

Faktor pojačanja μ također se često primjenjuje kod unipolarnih tranzistora. Može se odrediti iz karakteristika:

$$\mu = - \frac{\partial U_{DS}}{\partial U_{GS}} \Big|_{\text{u stat. r. točki}}$$

ili iz strmine i otpora odvod-uvod:

$$\mu = S \cdot r_{ds}$$

Sklop sa zajedničkim uvodom. Svojstva ovog sklopa (sl. 49 a) računaju se iz nadomjesne sheme (sl. 49 b).

Ulazna impedancija gledana od strane izvora je

$$Z_{ul} = R_s + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Izlazna impedancija gledana od strane trošila R_p je

$$Z_{iz} = \frac{R_D r_{ds}}{R_D + r_{ds}}$$

Naponsko pojačanje je

$$A_v = \frac{u_p}{u_{ul}} = \frac{u_p}{u_{gs}} \cdot \frac{u_{gs}}{u_{ul}} = -S(R_p \parallel Z_{iz}) \left[\frac{1}{R_s} \right] \left[1 + \frac{R_s}{R_s + (R_1 \parallel R_2)} \right]$$

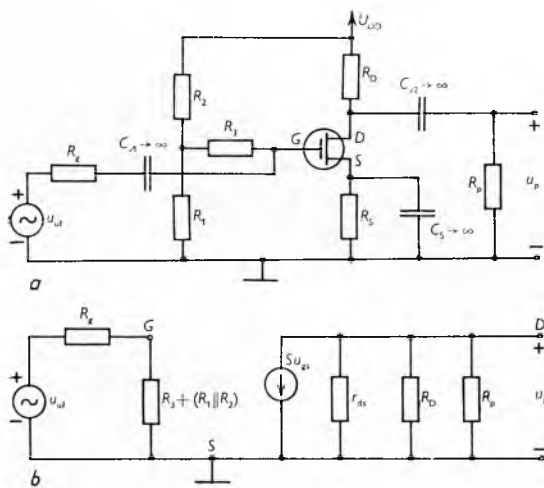
Oznaka $R_1 \parallel R_2$ stoji, radi kratkoće, umjesto izraza za zbroj dvaju paralelno spojenih otpora R_1 i R_2 .

Ako se uzme da je obično $R_s \ll R_s + (R_1 \parallel R_2)$, otpada član u uglatoj zagradi:

$$A_v \approx -S(R_p \parallel Z_{iz})$$

Ako je pak $R_p \ll Z_{iz}$, izraz se pojednostavljuje na

$$A_v \approx -SR_p$$



Sl. 49. Pojačalo sa zajedničkim uvodom (a) i nadomjesni sklop pojačala sa zajedničkim uvodom za mali signal (b)

Svojstva svih osnovnih spojeva vide se u tablici 2 na kraju idućeg poglavlja ovog članka (str. 503).

Osnovni sklopovi s elektronkama

Otkriće tranzistora bio je revolucionarni događaj za elektroniku. Usvrštavanje tehnologije proizvodnje tranzistora dovelo je do znatnog smanjenja upotrebe elektronke u elektroničkim sklopovima. Ipak ima primjena u kojima se elektronke ne mogu zamijeniti tranzistorima ili u kojima su one pogodnije od tranzistora.

Grafička analiza sklopova s elektronkama. Uz istosmjernu uvjete, za osnovni sklop pojačala s triodom u spoju zajedničke

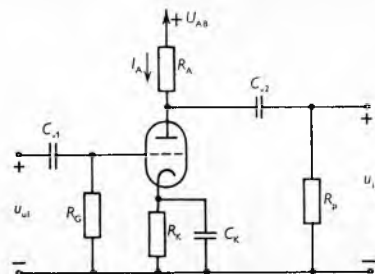
katode (sl. 50) vrijedi

$$U_{AB} = I_A R_A + U_{AK} + I_A R_K$$

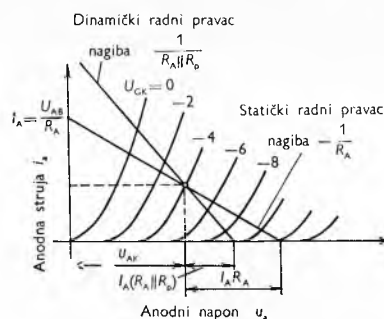
za anodni krug i

$$-U_{GK} = I_A R_K$$

za rešetkin krug, jer se struja rešetke može zanemariti. Ovdje znači U_{AB} napon izvora napajanja, I_A anodnu struju elektronke i U_{GK} rešetkin prednapon, tj. napon između rešetke i katode. Prvi je izraz jednadžba statičkog radnog pravca.



Sl. 50. Pojačalo s triodom u spoju zajedničke katode

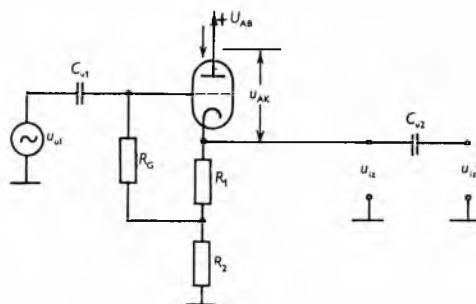


Sl. 51. Karakteristike triode s ucrtanim statičkim i dinamičkim radnim pravcima

Grafička analiza sklopa dana je na sl. 51. Za statičke uvjete vrijedi statički radni pravac (v. str. 490). On se crta tako da se spoji točka $(I_A = 0, U_{AK} = U_{AB})$ na osi apscisa s točkom $(U_{AK} = 0, I_A = U_{AB}/R_A)$ na osi ordinata.

Ovakav prikaz vrijedi samo ako se prednapon rešetke dovodi iz posebnog izvora, ili ako je $R_K \ll R_A$, što najčešće i jest. Ako se uz automatski prednapon izveden na sl. 50 želi s pomoću pada napona na R_K provesti točnija analiza, treba raditi s pravcem prednapona $-U_{GK} = I_A R_K$, kao što je to u nastavku pokazano za katodno sljedilo.

Katodno sljedilo (sklop sa zajedničkom anodom). Sklop katodnog sljedila s izvedenim automatskim prednaponom prikazan je na sl. 52.



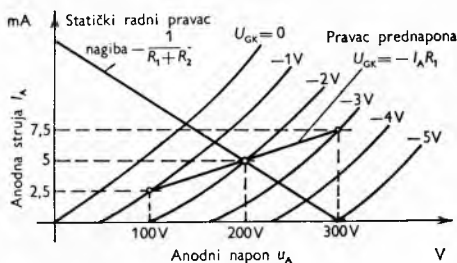
Sl. 52. Pojačalo u spoju zajedničke anode ili katodno sljedilo

Statička radna točka određuje se prema sl. 53 na temelju jednadžbi

$$U_{AB} = U_{AK} + I_A (R_1 + R_2)$$

$$U_{GK} = -I_A R_K$$

Pravac prednapona crta se tako da se za određeni prednapon $-U_{GK}$ računa pripadna struja I_A i unosi pripadna točka na karakteristiku. Spajanjem više tako određenih točaka dobije se pravac. U sjecištu spomenutog pravca i statičkog radnog pravca nalazi se statička radna točka.



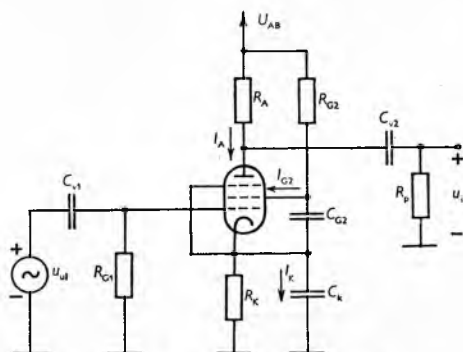
Sl. 53. Određivanje statičke radne točke za katodno sljedilo

Za izmjenični signal je

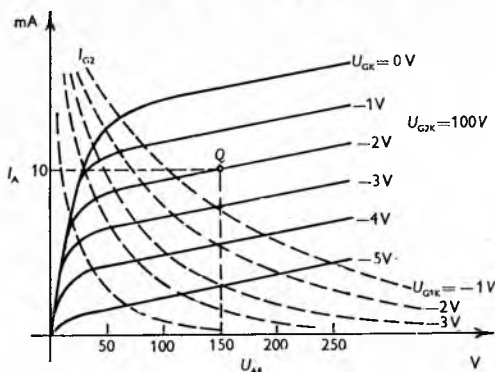
$$u_{u1} = u_{gk} + u_k.$$

Napon u_{gk} vrlo je mali u usporedbi s naponom u_k , pa je izlazni signal gotovo jednak ulaznom signalu (otuda i naziv tom sklopu).

Sklop s pentodom. Pojačalo s pentodom prikazano je na sl. 54, a karakteristike su prikazane na sl. 55. S obzirom na to da je



Sl. 54. Pojačalo s pentodom



Sl. 55. Izlazne karakteristike pentode s ucrtanom statičkom radnom točkom

ovisnost anodne struje funkcija napona na rešetkama i anodi

$$I_A = f(U_{G1K}, U_{G2K}, U_{G3K}, U_{AK})^{3/2},$$

za neki drugi iznos U_{G2K} može se promijeniti skala. Npr. za $U_{G2K} = 200$ V trebalo bi množiti skalu napona sa dva, a struju sa $2^{3/2} = 2,82$.

Struja druge rešetke obično je $\sim 40\%$ anodne struje u statičkoj radnoj točki. Pri određivanju radne točke primjenjuju se relacije

$$I_K = I_A + I_{G2}, \quad R_K = \frac{U_{GK}}{I_K},$$

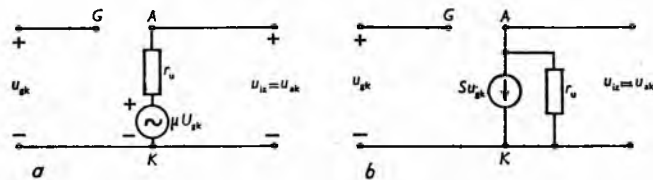
$$U_{AB} = I_A R_A + U_{AK} + U_K, \quad U_{AB} = I_{G2} R_{G2} + U_{G2K} + U_K.$$

Dovoljno je pri tome krenuti od željenog prednapona U_{G1K} u statičkoj radnoj točki.

Analiza sklopova s elektronkom uz mali signal. Nadojmjesni sklop elektronke za područje srednjih frekvencija dan je na sl. 56 a i b. Vidi se da se elektronka može prikazati kao naponski upravljani naponski izvor ili kao naponski upravljani strujni izvor. Unutarnji otpor je r_u . Pretpostavlja se rad u području negativnih napona na rešetki, tj. bez struje u krugu upravljačke rešetke. Veličine faktora pojačanja μ , strmine S i dinamičkog unutarnjeg otpora r_u mogu se odrediti i iz grafičkih karakteristika cijevi. Između ovih veličina vrijedi relacija $\mu = S r_u$ (v. *Elektronika, sastavni dijelovi*, str. 463). Ove veličine ovisne su i o položaju radne točke, pa se s njihovom stalnošću može računati samo za stvarno mali signal.

Ako se na izlazne stezaljke sklopova na sl. 56 a i b priključe anodni otpori R_A , dobiju se izrazi za naponsko pojačanje

$$A_v = \frac{u_{12}}{u_{u1}} = -\mu \frac{R_A}{r_u + R_A},$$



Sl. 56. Nadojmjesni sklop elektronske cijevi kao naponski izvor (a) i kao strujni izvor (b)

odnosno

$$A_v = \frac{u_{12}}{u_{u1}} = -S \frac{r_u R_A}{r_u + R_A}.$$

Ovi izrazi vrijede za sklop sa zajedničkom katodom prema sl. 50. Za točniju analizu treba uzeti u obzir i parazitne kapacitivnosti među elektrodama i dovodima.

U tabl. 2 dana su svojstva osnovnih spojeva pojačala s tranzistorima i elektronkama. Pored formula navedeni su i tipični iznosi za neke veličine.

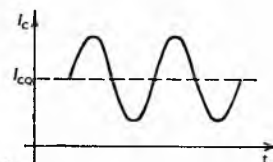
Pojačala snage

Pojačala snage imaju zadatak da predaju trošilu, npr. zvučniku ili anteni, što veću snagu. Takva su pojačala npr. izlazni stupnjevi radio-prijemnika i odašiljača. U pojačalima snage upotrijebljeni elektronički elementi maksimalno su opterećeni.

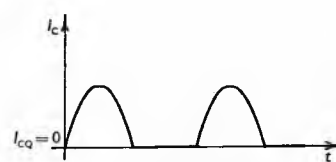
Klase rada pojačala. S obzirom na položaj radne točke razlikuju se u pogledu rada pojačala klase: A, AB, B i C.

Klasa A. Struja teče kroz tranzistor (elektronku) tokom cijele periode signala (sl. 57).

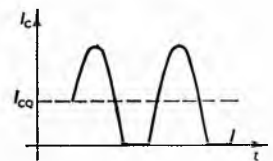
Klasa AB. Struja teče kroz tranzistor (elektronku) tokom većeg dijela periode (sl. 58). Statistička radna točka postavljena je bliže području zapiranja, tako da struja kroz dio poluperiode ne teče.



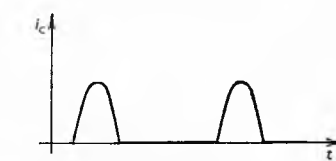
Sl. 57. Struja kolektora u pojačalu klase A



Sl. 59. Struja kolektora u pojačalu klase B



Sl. 58. Struja kolektora u pojačalu klase AB



Sl. 60. Struja kolektora u pojačalu klase C

Tablica 2
SVOJSTVA OSNOVNIH SPOJEVA POJAČALA I IZNOSI NEKIH NJIHOVIH VELIČINA

Zajednička elektroda	Strujno pojačanje	Naponsko pojačanje	Ulazni otpor	Izlazni otpor
	a	b	c	d
1. Emiter	$\frac{h_{te}}{1 + h_{oe} \cdot Z_p} \approx h_{te} \approx 50 \dots 100$	$-\frac{h_{te} \cdot R_p}{h_{ie} + \Delta h_e R_p} \approx 10 \dots 100$	$\frac{h_{ie} + \Delta h_e R_p}{1 + h_{oe} R_p} \approx h_{ie} \approx 2 \text{ k}\Omega$	$1 \parallel \left(h_{oe} - \frac{h_{te} h_{re}}{h_{ie} + Z_e} \right)$
2. Baza	$\frac{h_{tb}}{1 + h_{ob} \cdot Z_p} \approx h_{tb} \approx 1$	$-\frac{h_{tb} \cdot R_p}{h_{ib} + \Delta h_b R_p} \approx 10 \dots 50$	$\frac{h_{ib} + \Delta h_b R_p}{1 + h_{ob} R_p} \approx h_{ib} \approx 20 \Omega$	$1 \parallel \left(h_{ob} - \frac{h_{tb} h_{rb}}{h_{ib} + Z_e} \right)$
3. Kolektor	$\frac{1 + h_{te}}{1 + h_{oe} \cdot Z_e} \approx h_{te} \approx 50 \dots 100$	$\frac{h_{te} \cdot R_p}{h_{ie} + h_{te} R_p} < 1$	$\frac{h_{ie} + (1 + h_{te}) R_p}{1 + h_{oe} R_p} \approx h_{ie} + (1 + h_{te}) R_p \approx 50 \text{ k}\Omega$	$\frac{h_{ie} + Z_e}{1 + h_{te}}$
4. Uvod	Vrlo veliko	$-S \frac{r_{ds} \cdot R_p}{r_{ds} + R_p} \approx 10 \dots 50$	$R_{GS} \parallel \frac{1}{j\omega [C_{gs} + C_{ds} (1 + A)]} \approx 10 \text{ M}\Omega \parallel 10 \text{ pF}$	$r_{ds} \parallel R_p$
5. Upravljačka elektroda (zasun)	$\frac{R_s \parallel R_2}{R_s \parallel R_2 + 1 + S r_{ds}} < 1$	$(1 + S r_{ds}) \frac{R_p}{r_{ds} + R_p} \approx 10 \dots 50$	$\frac{r_{ds} + R_p}{1 + S r_{ds}} \parallel \frac{1}{j\omega C_{gs}} \approx \frac{1}{S} \parallel 5 \text{ pF}$	$R_p \parallel [r_{ds} + (1 + S \cdot r_{ds}) R_2]$
6. Odvod	Vrlo veliko	$\left(\frac{S r_{ds}}{1 + S r_{ds}} \right) \frac{R_p}{R_p + 1 + S r_{ds}} < 1$	$\frac{Z_{GS}}{1 - A_V} \approx 10 \text{ M}\Omega \parallel 1 \text{ pF}$	$r_{ds} \parallel (R_{gs} + R_p) \parallel R_p \parallel \frac{1}{S} \left(\frac{R_{gs} + R_2}{R_{gs}} \right)$
7. Katoda	Vrlo veliko	$-\mu \frac{r_u + R_p}{R_p} \text{ ili } -S \frac{r_u R_p}{r_u + R_p}$ Trioda 10 Pentoda 150	$R_G \parallel 1/j\omega [C_{sk} + C_{ss} (1 + A)] \approx$ za triodu $1 \text{ M}\Omega \parallel 50 \text{ pF}$ za pentodu $1 \text{ M}\Omega \parallel 10 \text{ pF}$	$r_u \parallel R_p$
8. Rešetka	$\frac{R_k}{R_k + \frac{r_u + R_p}{1 + \mu}} < 1$	$(1 + \mu) \frac{R_p}{r_u + R_p}$ Trioda 10 Pentoda 150	$\frac{r_u + R_p}{1 + \mu} \parallel \frac{1}{j\omega C_{sk}} \approx$ za triodu $\frac{2}{S} \parallel 10 \text{ pF}$ za pentodu $\frac{1}{S} \parallel 10 \text{ pF}$	$R_p \parallel [r_u + (1 + \mu) R_k]$
9. Anoda	Vrlo veliko	$\frac{\mu}{1 + \mu} \frac{R_k}{R_k + r_u (1 + \mu)} < 1$	$\frac{Z_G}{1 - A_V} \approx 10 \text{ M}\Omega \parallel 1 \text{ pF}$	$r_u \parallel (R_k + R_G) \parallel \frac{R_k + R_G}{S \cdot R_G} \approx \frac{1}{S}$

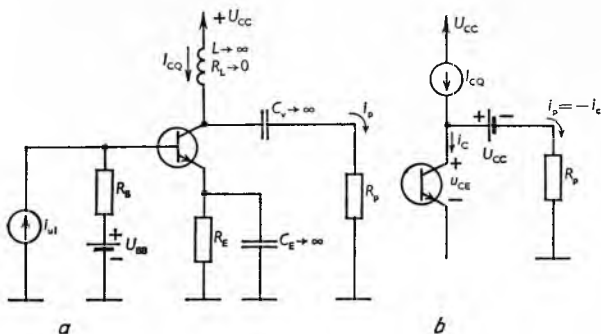
Klasa B. Struja teče kroz tranzistor (elektronku) samo tokom jedne poluperiode (sl. 59). Statička radna točka je na rubu zapiranja ($I_B = 0$). Rad u klasi AB i B vrlo se često primjenjuje u protutaktnim pojačalima snage (v. str. 504).

Klasa C. Struja teče kroz tranzistor (elektronku) samo tokom dijela poluperiode (sl. 60). Statička radna točka smještena je u područje zapiranja (napon U_{BE} je reverzan). Ovaj se način rada upotrebljava u odašiljačima. Nelinearnosti se pri tom otklanjaju ugradnjom titrajnih krugova.

Pojačalo snage u spoju zajedničkog emitera. Radi poboljšanja korisnosti (stupnja djelovanja, v. str. 493) umjesto kolektorskog otpora neka je stavljena velika induktivnost L , koja predstavlja neznatan otpor za istosmjernu struju, a veliki otpor za izmjeničnu struju.

Postavljanje statičke radne točke. U sklopu na sl. 61 a idealizirani su induktivnost L i vezna kapacitivnost C_v tako da se dobije jednostavniji nadomjesni sklop (sl. 61 b). Za statičke uvjete vrijedi

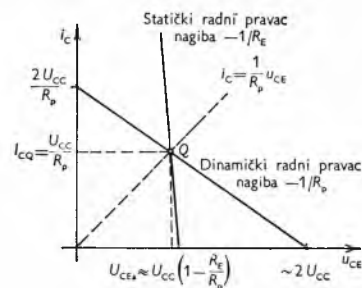
$$U_{CC} = U_{CE} + I_C R_E.$$



Sl. 61. Induktivno vezano pojačalo snage. a Shema, b nadomjesni sklop

Otpor R_E se zbog gubitaka odabire što manji, ali se ne može ispustiti jer doprinosi stabilizaciji radne točke. Stoga je statički radni pravac gotovo okomit (sl. 62).

Za dinamičke uvjete je $u_{ce} = -i_c R_p$, odnosno jest $i_c - I_{CQ} = -\frac{1}{R_p} (u_{ce} - U_{CEQ})$. Sjecište pravca $i_c = \frac{1}{R_p} u_{ce}$ sa statičkim radnim pravcem daje najpovoljniji položaj statičke radne točke (sl. 62). Ako se zanemari mali pad napona na otporu R_E , izlazi da je $U_{CEQ} \approx U_{CC}$.



Sl. 62. Radni pravci induktivno vezanog pojačala snage

Zahvaljujući induktivnosti L i kapacitivnosti C_v ostvaren je hod signala približno $2 U_{CC}$, odnosno $2 I_{CQ}$.

Proračun snage. Istosmjerni izvor daje snagu

$$P_{CC} = U_{CC} I_{CQ} \approx \frac{U_{CC}^3}{R_p},$$

a na trošilo se prenosi snaga

$$P_p = \frac{(I_{pmax})^2 R_p}{2} = \frac{(I_{Cmax})^2 R_p}{2}.$$

Najveća se snaga predaje trošilu kad je $I_{Cmax} = I_{CQ}$, a tada je

$$P_{pmax} = \frac{I_{CQ}^2 R_p}{2} = \frac{U_{CC}^3}{2 R_p}.$$

Disipacija snage na kolektoru je

$$P_C = P_{CC} - P_p = \frac{U_{CC}^3}{R_p} - \frac{(I_{Cmax})^2 R_p}{2}.$$

Kad je signal maksimalan, tada je disipacija snage najmanja ($U_{CC}^3/2 R_p$), a ako nema signala, onda je disipacija snage najveća (U_{CC}^3/R_p).

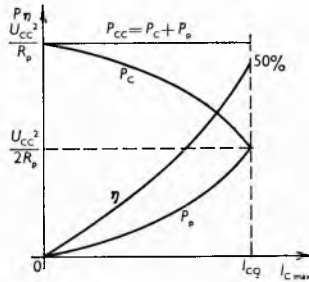
Korisnost je

$$\eta = \frac{P_p}{P_{cc}} = \frac{(I_{Cmax})^2 (R_p/2)}{U_{CC} I_{CQ}} = \frac{1}{2} \left(\frac{I_{Cmax}}{I_{CQ}} \right)^2,$$

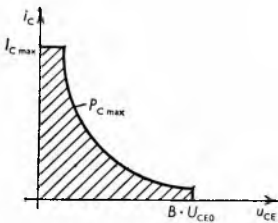
što maksimalno iznosi 1/2 za $I_{Cmax} = I_{CQ}$. Na sl. 63 dan je grafički prikaz razmatranih veličina.

Omjer između disipacije snage na kolektoru tranzistora i snage utrošene na trošilu jest $P_{Cmax}/P_{pmax} = 2$, tj. uz neku željenu snagu na trošilu tranzistor mora moći podnijeti praktički više nego dvostruku snagu.

Sl. 63. Ovisnost snage i korisnosti η o kolektorskoj struji I_{CQ} za induktivno vezano pojačalo snage. P_C disipacija snage na kolektoru, P_p snaga prenošena trošilu, P_{CC} snaga što je daje izvor



Hiperbola maksimalne snage. U pojačalu snage treba paziti na to da se s tranzistorom ne pređu granične vrijednosti (sl. 64) za kolektorsku struju I_{CQ} , napon kolektora BV_{CE0} i maksimalnu snagu $P_{Cmax} = U_{CEQ} \cdot I_{CQ}$.



Sl. 64. Hiperbola maksimalne snage

Za sklop prema sl. 61 mora biti

$$2 U_{CC} \leq BV_{CE0}, \quad 2 I_{CQ} \leq I_{Cmax}.$$

Za maksimalni simetrični signal treba da je

$$I_{CQ} = \frac{1}{R_p} U_{CEQ},$$

a jer je $P_{Cmax} = U_{CEQ} \cdot I_{CQ}$, izlazi

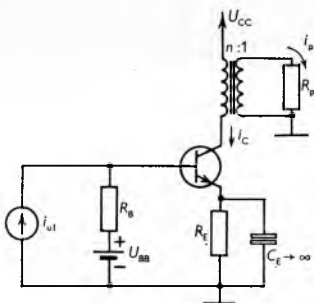
$$I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{Cmax}}{R_p}},$$

$$\text{odnosno } U_{CEQ} = \sqrt{P_{Cmax} R_p}.$$

Nagib tangente u statičkoj radnoj točki odgovara nagibu pravca trošila R_p :

$$\frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} = - \frac{I_{CQ}}{U_{CEQ}} = - \frac{1}{R_p}.$$

Pojačalo snage s transformatorskom vezom. S pojačalom snage trošilo se vrlo često veže transformatorski (sl. 65).



Sl. 65. Pojačalo snage s transformatorskom vezom

Tako se postiže i prilagođenje R_p za maksimalnu snagu. Ako se uzme da je transformator idealan s omjerom transformacije $n:1$, vrijedi za izmjenični signal: $u_c = n u_p$ i $i_c = -i_p/n$. Množenjem, odnosno dijeljenjem tih jednadžbi dobije se $-u_c i_c = u_p i_p$, odnosno

$$\frac{u_c}{-i_c} = n^2 \frac{u_p}{i_p} = n^2 R_p = R_p',$$

gdje je R_p' zamišljeni nadomjesni otpor trošila u kolektorskom krugu.

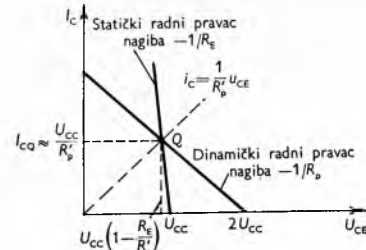
Za statičke uvjete vrijedi:

$$U_{CC} = U_{CE} + I_E R_E \approx U_{CE} + I_C R_E,$$

gdje je R_E obično mali.

Grafički prikaz (sl. 66) pokazuje da je uz $R_E \ll R_p'$ maksimalni simetrični signal kod $I_{CQ} \approx U_{CC}/R_p'$.

Ovakvo pojačalo ima u pogledu korisnosti (stupnja djelovanja) jednaka svojstva kao i sklop s induktivitetom u kolektorskom krugu i kapacitivno vezano trošilo, tj. $\eta_{max} = 50\%$, a $P_{Cmax}/P_{pmax} = 2$.

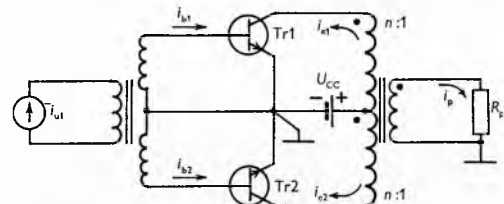


Sl. 66. Radni pravci za pojačalo snage s transformatorskom vezom

Prednost je transformatorske veze da se pogodnim prijenosnim omjerom može podesiti odgovarajući nagib dinamičkog radnog pravca, koji se inače mogao podesiti samo podešavajući omski otpor trošila.

Analogan sklop može se načiniti i s elektronkom.

Protutaktna pojačala s transformatorskom vezom. Da bi se povećala korisnost η , pojačala snage izvode se u protutaktnom spoju, i to najčešće u klasi B (sl. 67) ili u klasi AB.



Sl. 67. Protutaktno tranzistorsko pojačalo klase B

U klasi B, u statičkim uvjetima oba tranzistora ne vode. Kad naide signal za vrijeme jedne poluperiode, vodi i pojačava signal jedan tranzistor, a drugi je tranzistor zakočen. Za vrijeme druge poluperiode vodi i pojačava signal drugi tranzistor, a prvi je tranzistor zakočen. U primaru izlaznog transformatora struja za vrijeme svake periode teče samo kroz jednu polovicu namotaja. Trošilo preko sekundara dobiva signal u cijeloj periodi. Prema tome je

$$i_p = n(i_{c2} - i_{c1}).$$

U radu sklopa (sl. 67) dolazilo bi do značajnih izobličenja u području malih signala (sl. 68) jer tranzistor počinje voditi i pojačavati praktički tek kad napon na bazi U_{BE} postane veći od $\sim 0,5 \dots 0,7$ V za silicijumske tranzistore. Spomenuta izobličenja može djelomično ublažiti prisutnost parazitnih kapacitivnosti, a i sam transformator. U protivnom slučaju treba osigurati mali pozitivni prednapon U_{BE} , tj. rad u klasi AB. Tada tranzistori odmah reagiraju na prisustvo signala.

Statička radna točka. S obzirom na to da je sklop potpuno simetričan, treba razmatrati samo polovicu sklopa. Statički radni pravac je okomit (sl. 69), a dinamički radni pravac ima nagib

$$\frac{i_{c1}}{u_{CE1}} = - \frac{1}{R_p'}.$$

Za vrijeme dok promatrani tranzistor Tr 1 ne radi, $i_{c1} = 0$, a napon $u_{CE1} = U_{CC} + n u_p$ i mijenja se najviše do $2 U_{CC}$. Maksimalna struja je $I_{Cmax} = U_{CC}/R_p'$.



Sl. 68. Struja trošila u protutaktnom pojačalu klase B

Proračun snage. Izvor daje snagu

$$P_{CC} = U_{CC} \cdot \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [i_{c1}(t) + i_{c2}(t)] dt = \frac{2}{\pi} U_{CC} I_{Cmax}.$$

Maksimalno to iznosi

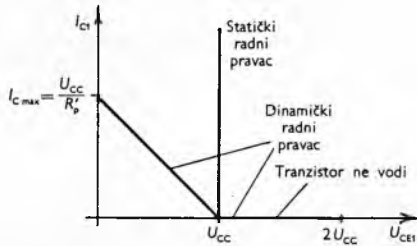
$$P_{CCmax} = 2 U_{CC}^2 / \pi R_p'.$$

Trošilo troši snagu:

$$P_p = \frac{1}{2} (I_{pmax})^2 R_p,$$

a maksimalno

$$P_{pmax} = U_{CC}^2 / 2 R_p'.$$



Sl. 69. Radni pravci za protutaktno pojačalo klase B

Na tranzistorima se utroši

$$2 P_C = P_{CC} - P_p,$$

a to je maksimalno

$$2 P_{Cmax} = \frac{2 U_{CC}^2}{\pi^2 R_p'}.$$

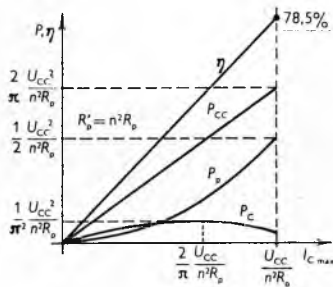
Korisnost je

$$\eta = \frac{P_p}{P_{CC}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{I_{Cmax}}{U_{CC}/R_p'}.$$

Maksimalna kolektorska struja je $I_{Cmax} = U_{CC}/R_p'$, pa je

$$\eta_{max} = \pi/4 \approx 78,5\%.$$

Grafički prikaz dan je na sl. 70.



Sl. 70. Ovisnost snage P i korisnosti η o kolektorskoj struji za protutaktno pojačalo klase B. P_C disipacija snage na kolektoru, P_p snaga prenošena trošilu, P_{CC} snaga što je daje izvor

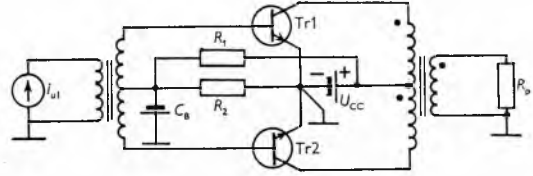
Također je vrlo povoljan omjer snage utrošene na tranzistoru prema snazi predanoj trošilu:

$$\frac{P_{Cmax}}{P_{pmax}} = \frac{U_{CC}^2 / \pi^2 R_p'}{U_{CC}^2 / 2 R_p'} = \frac{2}{\pi^2} \approx \frac{1}{5}.$$

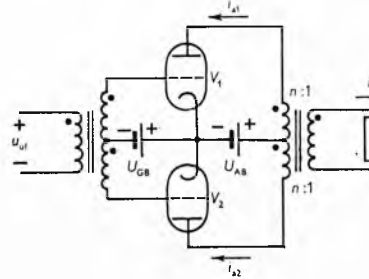
To bi značilo da se sa dva tranzistora od 5 W može ostvariti izlazna snaga od približno 25 W.

Prednost je rada u klasi B i u tome što izvor istosmjerne struje nije opterećen kad nema signala. Izvedeni rezultati vrijede uz idealne karakteristike i sinusoidan signal.

Da bi se izbjegla izobličenja koja nastaju kad signal prolazi kroz nulu, ostvaruje se mali prednapon prema sl. 71. Djelilo $R_1 - R_2$ osigurava napon $U_{BE} \approx 0,7 V$ (za silicijumske tranzistore). Iznosi otpora R_1 i R_2 odabiru se što manji, a umjesto R_2 može se upotrijebiti silicijumska dioda, čiji pad napona odgovara potrebnom U_{BE} .



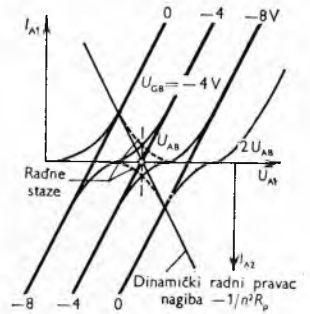
Sl. 71. Sklop protutaktnog pojačala u kojem su izbjegnuta izobličenja pri malim iznosima amplitude signala



Sl. 72. Protutaktno pojačalo s triodama

Protutaktno pojačalo s elektronkama (sl. 72) može raditi u ovisnosti o postavljenoj statičkoj radnoj točki u klasama A, AB ili B. Najčešće se upotrebljava rad u klasi AB. S obzirom na simetričan rad takvog pojačala mogu se nacrtati sastavljene karakteristike (sl. 73).

Struja kroz primar izlaznog transformatora je zbroj struja kroz cijevi V_1 i V_2 . Pri velikim signalima cjelokupno vođenje struje preuzima samo jedna cijev. Sastavljene karakteristike dobiju se prema tome zbrajanjem struja prve i druge cijevi. Radom u klasi AB izbjegavaju se izobličenja do kojih bi dolazilo zbog zakrivljenja karakteristika pri malim signalima. Radni pravac vrijedi za obje cijevi zajedno kao cjelina («sastavljena cijev»), a za svaku pojedinu cijev vrijede radne staze koje zbrojene daju radni pravac. Radna staza ne smije ulaziti u područje iznad hiperbole maksimalne disipacije snage.



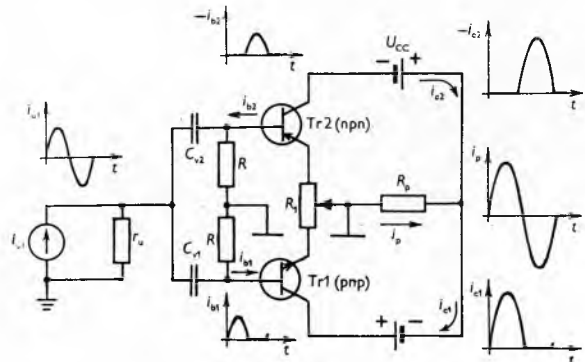
Sl. 73. Sastavljene karakteristike ili karakteristike sastavljene elektronke protutaktnog pojačala s triodama

Pojačala snage s komplementarnom simetrijom. To su protutaktna pojačala kojima ne treba transformator (sl. 74). Iz dijagrama struja vidi se način rada ovog pojačala snage. Struja trošila je

$$i_p = i_{c1} - i_{c2}.$$

Kad je ulazni signal pozitivan, vodi tranzistor NPN (Tr 1), a kad je ulazni signal negativan, vodi tranzistor PNP (Tr 2).

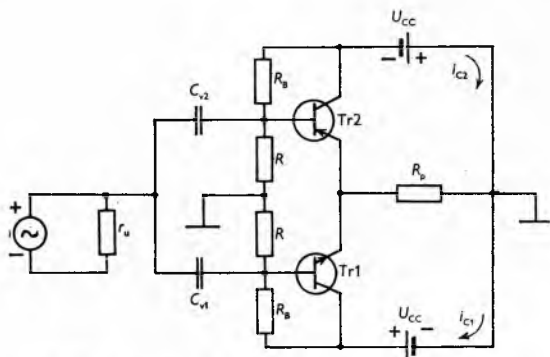
Prednost je sklopa da nije potreban transformator, ali su zato potrebni parovi tranzistora s ekvivalentnim karakteristikama



Sl. 74. Pojačalo snage s komplementarnom simetrijom

i dva izvora napajanja. Otpor R_1 s klizačem za srednji priključak dodaje se radi simetriziranja sklopa.

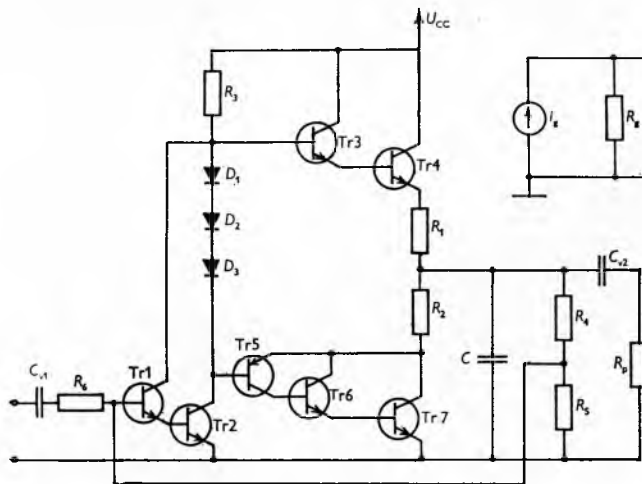
Umjesto emitera često se uzemljuje trošilo, pa se dobiju emitorska sljedila s komplementarnom simetrijom (sl. 75).



Sl. 75. Emitterska sljedila s komplementarnom simetrijom

Pojačala snage s kvazikomplementarnom simetrijom.

U ovim pojačalima izlazni tranzistor PNP zamijenjen je odgovarajućim tranzistorom NPN kome prethodi tranzistor PNP (Tr 5) kao pobudni stupanj (sl. 76). Ovakvi spojevi susreću se i u integriranim pojačalima snage. Tranzistori Tr 1 i Tr 2 čine pretpojačalo. Otpor R_2 i diode služe za postavljanje odgovarajuće statičke radne točke. Trošilo R_p vezano je kapacitivno preko kapaciteta C_{v2} . Preko djelitelja R_4 – R_5 ostvarena je negativna povratna veza (v. str. 512).



Sl. 76. Pojačalo snage s kvazikomplementarnom simetrijom

Pojačala napona i struje

U većini slučajeva potrebno je, da bi se ostvarilo željeno pojačanje, upotrijebiti više stupnjeva pojačala.

Veza između stupnjeva može biti *direktna* (otporna, istosmjerna). Tada se radi o direktno vezanim (istosmjernim) pojačalima. Takva pojačala pojačavaju signale do najnižih frekvencija, tj. do 0 Hz.

Nedostatak je direktno vezanih pojačala velika osjetljivost u pogledu stabilnosti radne točke. I najmanja promjena na jednom stupnju prenosi se na naredni stupanj i dalje pojačava, tako da izlazni stupanj može otići čak i u zasićenje ili zapiranje. U integriranim pojačalima veza između stupnjeva isključivo su direktne, tako da je ispravno projektiranje direktno vezanih pojačala vrlo važno. Ako je veza između stupnjeva *kapacitivna* ili *transformatorska*, pojačalo djeluje do neke donje granične frekvencije.

Kaskada pojačala. Kad jedan stupanj pojačala nije dovoljan da bi se ostvarilo željeno pojačanje signala, može se na njega nadovezati još jedan ili više stupnjeva. Pojačani signal s prvog stupnja dovodi se drugom stupnju koji ga još pojača, itd. Tako se npr. osnovni spojevi mogu kapacitivno povezati u pojačalo

prema sl. 77. Za svaki stupanj treba odrediti pogodnu statičku radnu točku. Da bi se našlo pojačanje za izmjenični signal (za područje frekvencija u kojem se mogu zanemariti sve kapacitivnosti) treba nacrtati i analizirati nadomjesnu shemu.

Pri računanju pojačanja višestepenih pojačala prikladno je naći odnos izlaznog i ulaznog signala za svaki dio nadomjesne sheme posebno, i zatim množenjem parcijalnih odnosa pronaći ukupno pojačanje. Taj će se postupak i kasnije više puta primijeniti.

Na sl. 78 je $R_{B1} = R_1 \parallel R_2$ i $R_{B2} = R_3 \parallel R_4$. Strujno pojačanje bit će

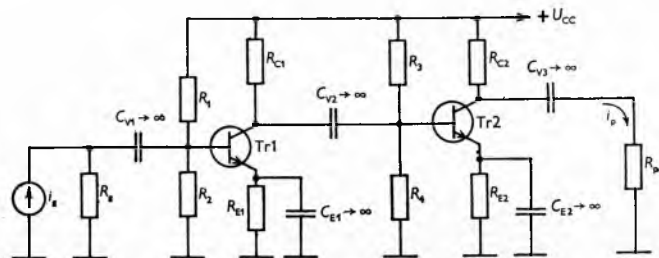
$$A_1 = \frac{i_p}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{i_s} = \frac{-h_{fe2} R_{C2}}{R_{C2} + R_p} \cdot \frac{-h_{fe1} R_{B2}'}{R_{B2}' + h_{ie2}} \cdot \frac{R_{B1}'}{R_{B1}' + h_{ie1}}$$

gdje je $R_{B2}' = R_{C1} \parallel R_{B2}$ i $R_{B1}' = R_5 \parallel R_{B1}$. Ako bi bilo ispunjeno da je

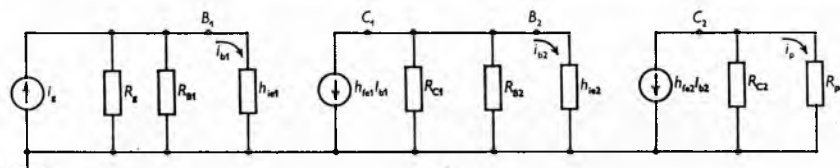
$$h_{ie1} \ll R_{B1}', h_{ie2} \ll R_{B2}' \text{ i } R_p \ll R_{C2},$$

bilo bi

$$A_1 \approx h_{fe2} \cdot h_{fe1}.$$



Sl. 77. Kaskada RC-vezanih stupnjeva pojačala u spoju zajedničkog emitera



Sl. 78. Nadomjesni sklop kaskade za mali signal

Prema tome za n stupnjeva s tranzistorima jednakih faktora strujnog pojačanja bilo bi

$$A_1 = h_{fe}^n,$$

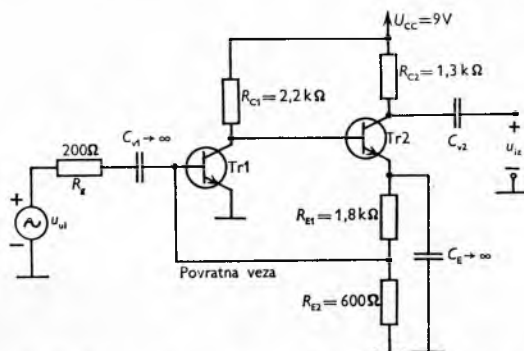
što je teoretski maksimum. Praktički je strujno pojačanje obično znatno manje.

Na sl. 79 dan je primjer *direktno* vezanog pojačala. To je širokopojasno pojačalo s velikim pojačanjem. Izrađuje se kao integrirano pojačalo. Statička radna točka može se odrediti približno uz pretpostavke da je $U_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$ i I_B zanemarljivo malo. Prema tome je

$$I_{E2} \approx U_{BE1}/R_{E2}, U_{E2} \approx I_{E2}(R_{E1} + R_{E2}),$$

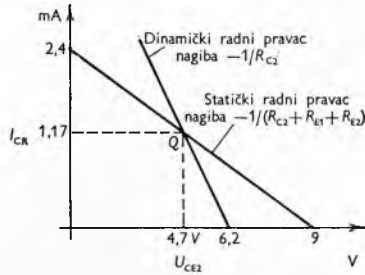
$$U_{C2} \approx U_{CC} - I_{C2} R_{C2}, U_{CE2} \approx U_{C2} - U_{E2},$$

$$U_{CE1} \approx U_{E2} + U_{BE2} = U_{B2} \text{ i } I_{C1} = \frac{U_{CC} - U_{CE1}}{R_{C1}},$$



Sl. 79. Primjer širokopojasnog direktno vezanog pojačala

a na sl. 80 dan je grafički prikaz iz kojeg je vidljiv hod struje i napona na izlazu pojačala.

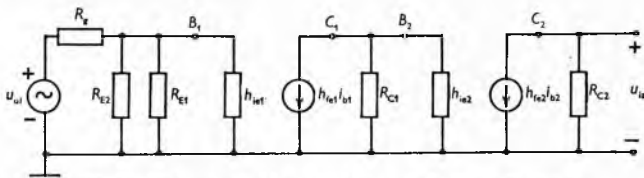


Sl. 80. Radni pravci za izlazni stupanj pojačala na sl. 79

Iz nadomjesne sheme za mali izmjenični signal (sl. 81) izlazi za pojačanje napona:

$$A_v = \frac{u_{t2}}{u_{u1}} = \frac{u_{t2}}{i_{b2}} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{u_{u1}}$$

Za dani primjer naponsko pojačanje iznosi oko 4000, ako su faktori pojačanja $h_{fe1} = h_{fe2} = 100$.



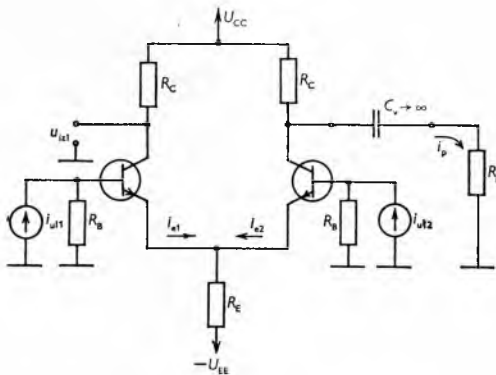
Sl. 81. Nadomjesni sklop pojačala sa sl. 79 za mali signal

U shemi sl. 79 vidi se da je ostvarena povratna veza iz emiterkog kruga izlaznog stupnja na bazu tranzistora ulaznog stupnja. Ova veza služi za stabilizaciju radne točke. Ako se napon U_{BE1} smanji zbog porasta temperature, smanjit će se struja I_{C1} , a porast će napon U_{CE1} . Stoga rastu naponi U_{BE2} i U_{E2} , pa će porasti i struje I_{E2} , odnosno I_{B1} . To uzrokuje djelovanje suprotno onom koje nastaje zbog porasta temperature.

Diferencijalno pojačalo je vrlo često upotrebljavani spoj direktno vezanog pojačala (sl. 82). Veza između stupnjeva ostvarena je preko zajedničkog emiterkog otpora R_E . Sklop je potpuno simetričan. Pojačani signal na izlazu proporcionalan je razlici signala na dva postojeća ulaza.

Statička analiza. U statičkim uvjetima (bez prisustva signala), s obzirom na potpunu simetriju sklopa, vrijedi za potencijal emitera:

$$U_E = I_E \cdot 2 \cdot R_E - U_{EE}.$$



Sl. 82. Diferencijalno pojačalo

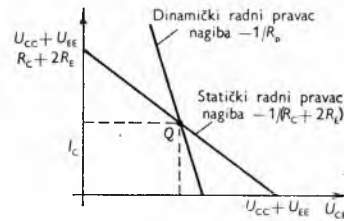
U bazno-emitterskom krugu dobije se za emiterku struju:

$$I_E = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{2 R_E + R_B/h_{FE}}$$

Za kolektorski krug vrijedi:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C - I_E \cdot 2 R_E + U_{EE} \approx U_{CC} + U_{EE} - I_C (R_C + 2 R_E).$$

Pomoću posljednjih dviju jednadžbi može se odrediti statička radna točka. Grafički prikaz dan je na sl. 83, uz pretpostavku $R_p \ll R_E$ i $R_p \ll R_C$.



Sl. 83. Radni pravci za diferencijalno pojačalo

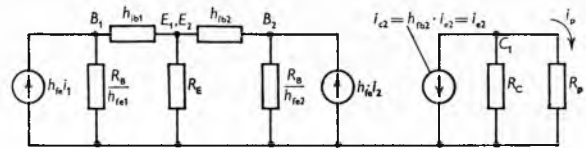
Analiza za mali signal. Ovom analizom pokazuje se da je izlazni signal proporcionalan razlici ulaznih signala. Neka su ulazne struje

$$i_1 = i_0 - \frac{\Delta i}{2} \quad \text{ i } \quad i_2 = i_0 + \frac{\Delta i}{2},$$

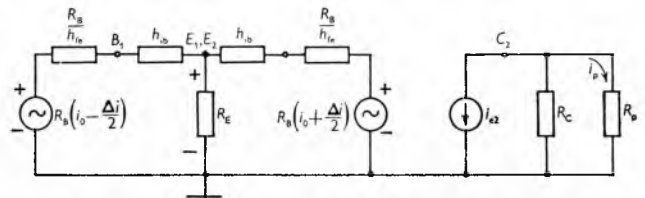
gdje je

$$\Delta i = i_2 - i_1, \quad \text{ a } \quad i_0 = \frac{i_1 + i_2}{2}.$$

Na sl. 84 dana je nadomjesna shema diferencijalnog pojačala. Izvori signala transformirani su u emiterki krug. Pretvorbom strujnih u naponske izvore dobije se nadomjesna shema prema sl. 85. I ovdje je pretpostavljena potpuna simetrija elemenata u sklopu. Ukupni signal može se naći metodom superpozicije.



Sl. 84. Nadomjesni sklop diferencijalnog pojačala



Sl. 85. Modifikacija nadomjesnog sklopa diferencijalnog pojačala

Za jednake signale (istofazne) na oba ulaza $R_B \cdot i_0$ izlazi struja

$$i_{e2c} = \frac{R_B i_0}{2 R_E + h_{ib} + R_B/h_{fe}}$$

Ako se pretpostavi da djeluje samo struja Δi , onda na ulazima djeluju signali $\pm R_B \Delta i/2$. Padovi napona na otporu R_E jednaki su za oba signala, ali suprotnog predznaka, pa se otpor R_E može kratko spojiti za izmjenični diferencijalni signal. Struja emitera drugog tranzistora je

$$i_{e2d} = \frac{R_B \Delta i}{2 (h_{ib} + R_B/h_{fe})}$$

Ukupna emiterka struja je zbroj navedenih struja

$$i_{e2} = i_{e2c} + i_{e2d}.$$

Struja trošila je

$$i_p = i_{e2} \frac{-R_C}{R_C + R_p}.$$

Sada se može razdvojiti strujno pojačanje za istofazni (asimetrični) ulazni signal

$$A_e = \frac{-R_C}{R_C + R_p} \cdot \frac{R_B}{2R_E + h_{ib} + R_B/h_{fe}}$$

i strujno pojačanje za protufazni (simetrični) ulazni signal (ili tzv. diferencijalno pojačanje).

$$A_d = \frac{-R_C}{R_C + R_p} \cdot \frac{R_B}{2(h_{ib} + R_B/h_{fe})}$$

Vidi se da je $A_d > A_e$. Struja trošila bit će

$$i_p = A_e i_o + A_d \Delta i.$$

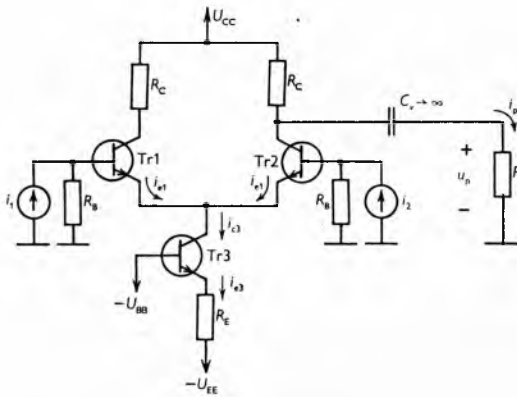
Faktor potiskivanja. S obzirom na to da je odnos pojačanja $A_d > A_e$, slijede dobra svojstva diferencijalnog pojačala u pogledu potiskivanja smetnji, koje su obično iste faze na oba ulaza. To svojstvo kvantitativno se izražava *faktorom potiskivanja* definiranim kao $F_p = A_d/A_e$. Uvrštenjem izračunatih pojačanja izlazi

$$F_p = \frac{2R_E + h_{ib} + R_B/h_{fe}}{2(h_{ib} + R_B/h_{fe})}$$

Ako se uzme da je obično $2R_E \gg R_B/h_{fe}$, izlazi

$$F_p \approx \frac{R_E}{h_{ib} + R_B/h_{fe}}$$

Strujni izvor u emitorskom krugu. Faktor potiskivanja F_p može se povećavati upotrebom većeg otpora R_E u emitorskom krugu. Međutim, da bi se zadovoljili statički uvjeti, trebalo bi onda povećavati i izvor napajanja $-U_{EE}$, što je neprikladno. Stoga se



Sl. 86. Diferencijalno pojačalo sa strujnim izvorom u emitorskom krugu

u emitorski krug (sl. 86) dodaje tranzistor Tr3 koji omogućuje uspostavljanje statičkih uvjeta bez povećanja napona $-U_{EE}$, ali za izmjenični signal predstavlja veliki otpor (približno $1/h_{oe} = 1 \text{ M}\Omega$). Tako se postižu faktori potiskivanja F_p , koji se inače praktički ne bi mogli ostvariti.

Za statičke uvjete vrijedi

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{1}{2} \cdot I_{E3} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{EE} - U_{BE1} - U_{BE2}}{R_E},$$

$$U_{CE1} = U_{CE2} \approx U_{CC} - R_C I_{C1} + U_{BE1} + \frac{R_B I_{C1}}{h_{FE}}.$$

U drugom izrazu posljednja dva člana mogu se zanemariti ako je $U_{CC} \gg U_{BE1}$ i $R_C \gg R_B/h_{FE}$.

Simetriranje (balans) sklopa. U dosadašnjoj analizi pretpostavljena je potpuna simetrija sklopa diferencijalnog pojačala. U stvarnosti je gotovo nemoguće naći jednake elemente za tu svrhu. Simetrija se može ipak ostvariti ubacivanjem u sklop jednog malog otpora s pomičnim srednjim odvojkom (sl. 87).

Klizač se podesi tako da se ostvari $I_{E1} = I_{E2}$. Tipična vrijednost za R_v jest 100Ω , čime se može ostvariti i simetrija s tranzistorima od kojih jedan ima nekoliko puta veći faktor pojačanja od drugog.

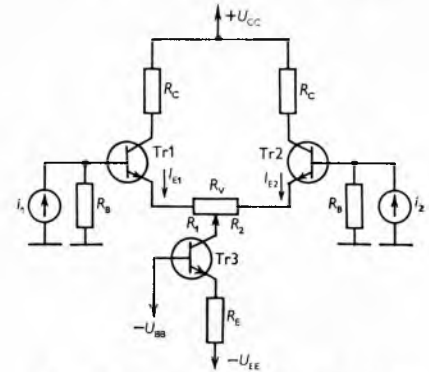
Uvjet simetrije dobije se preko bazno-emitorskih krugova:

$$\left(\frac{R_B}{h_{FE1}} + R_1 \right) I_{E1} + U_{BE1} = \left(\frac{R_B}{h_{FE2}} + R_2 \right) I_{E2} + U_{BE2}.$$

Za $I_{E1} = I_{E2}$, $U_{BE1} = U_{BE2}$ i $R_1 + R_2 = R_v$ izlazi:

$$R_1 = \frac{R_v}{2} - \frac{R_B}{2} \left(\frac{1}{h_{FE1}} - \frac{1}{h_{FE2}} \right),$$

$$R_2 = \frac{R_v}{2} + \frac{R_B}{2} \left(\frac{1}{h_{FE1}} - \frac{1}{h_{FE2}} \right).$$



Sl. 87. Simetriranje diferencijalnog pojačala

Diferencijalno pojačanje bit će u ovom slučaju nešto smanjeno:

$$A_d = \frac{i_p}{\Delta i} \approx \frac{-R_C}{R_C + R_p} \cdot \frac{R_B}{2h_{ib} + R_B \left(\frac{1}{h_{fe1}} + \frac{1}{h_{fe2}} \right) + R_v}.$$

Diferencijalno pojačalo s elektronkama. U diferencijalnom katodno vezanom pojačalu s elektronkama (sl. 88) napon je između anoda proporcionalan razlici ulaznih napona:

$$u_{1z1} - u_{1z2} = -\mu \frac{R_A}{r_u + R_A} (u_1 - u_2).$$

Izlazni napon na anodi prve cijevi je

$$u_{1z1} = -\mu \frac{R_A}{r_u + R_A} \cdot \frac{[r_u + R_A + R_K(1 + \mu)] u_1 - R_K(1 + \mu) u_2}{r_u + R_A + 2R_K(1 + \mu)},$$

a na anodi druge cijevi

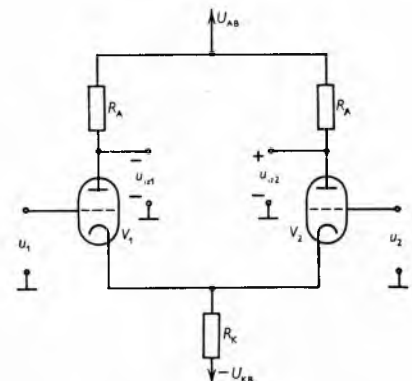
$$u_{1z2} = \mu \frac{R_A}{r_u + R_A} \cdot \frac{R_K(1 + \mu) u_1 - [r_u + R_A + R_K(1 + \mu)] u_2}{r_u + R_A + 2R_K(1 + \mu)}.$$

Ako su oba ulazna napona identična ($u_1 \equiv u_2 \equiv u$), ulazni signal je istofazan i ujedno asimetričan s obzirom na zajedničku točku. Tada je

$$u_{1z1} = u_{1z2} = -\mu \frac{R_A}{r_u + R_A + 2R_K(1 + \mu)} u.$$

U slučaju suprotnih ulaznih napona ($u_1 = -u_2 = u$), ulazni signal je protufazan i ujedno simetričan s obzirom na zajedničku točku. Tada je

$$u_{1z1} = -u_{1z2} = -\mu \frac{R_A}{r_u + R_A} u.$$

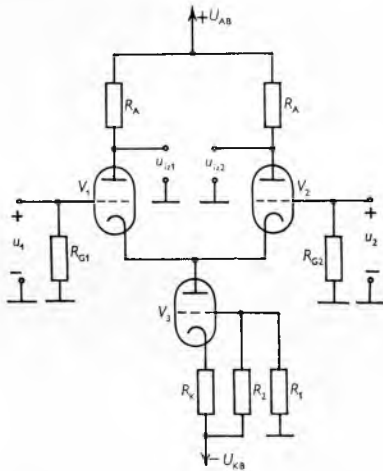


Sl. 88. Diferencijalno pojačalo s triodama

Vidi se da diferencijalno pojačalo ima znatno veće pojačanje za simetrični signal nego za asimetrični signal. Omjer između ovih pojačanja daje faktor potiskivanja:

$$F_p = \frac{\left(\frac{u_{1z1}}{u_{u11}}\right) u_1 = -u_2}{\left(\frac{u_{1z1}}{u_{u11}}\right) u_1 = u_2} = 1 + \frac{2R_K(1+\mu)}{r_u + R_A}.$$

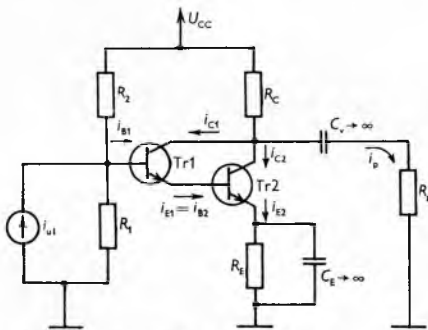
Faktor potiskivanja je to veći što je otpor R_K veći. Povećanje R_K praktički je ograničeno, slično kao što je ograničeno R_B u tranzistorskom sklopu. Dobri rezultati postižu se »ugradnjom« strujnog izvora, tj. treće elektronke, u krug katoda (sl. 89).



Sl. 89. Triodno diferencijalno pojačalo sa »strujnim izvorom« u katodnom krugu

U krugu katoda u dinamičkim uvjetima rada umjesto R_K figurirat će zahvaljujući elektronki V_3 otpor $r_{u3} + R_K(1 + \mu_3)$.

Kompaundni spoj. U ovom sklopu (sl. 90) porast ulazne struje izaziva povećanje struje baze i_{B1} , što uzrokuje povećanje emitorske struje i_{E1} jednake struji i_{B2} . Porast i_{B2} uzrokuje povećanje struja i_{E2} i i_{C2} na približno $h_{fe1} \cdot h_{fe2} \cdot i_{u1}$. Ako je $R_p \ll R_C$, strujno pojačanje je približno $h_{fe1} \cdot h_{fe2}$.



Sl. 90. Kompaundni spoj pojačala (Darlington)

Izlazni je stupanj spoj zajedničkog emitera, a prvi stupanj emitorsko sljedilo.

U ovom se spoju općenito može vezati N tranzistora, s time da novi spoj ima strujno pojačanje za kratki spoj koje dostiže $(h_{fe})^N$. Ovaj se spoj često primjenjuje i u direktno vezanim pojačalima kad je potreban veći faktor pojačanja.

Statički uvjeti. Iz sheme se vidi da je

$$U_{CE2} = U_{CE1} + U_{BE2},$$

$$I_{C2} \gg I_{C1} \text{ jer je } I_{C1} \approx I_{B2}.$$

Statički radni pravac za Tr 2 dobiva se iz približne jednadžbe

$$U_{CC} \approx U_{CE2} + R_C \left(I_{C2} + \frac{I_{C2}}{h_{FE2}} \right) + I_{C2} R_E \\ \approx U_{CE2} + I_{C2} (R_C + R_E).$$

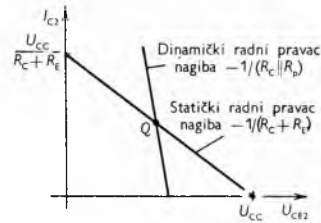
Bazni napon je

$$U_{B1} \approx 2 U_{BE1} + I_{C2} R_E.$$

Otpori R_1 i R_2 odabiru se tako da je

$$\frac{R_1 U_{CC}}{R_1 + R_2} = U_{B1} \text{ i } R_B = R_1 \parallel R_2 \ll h_{FE1} \cdot h_{FE2} \cdot R_E.$$

Radni pravci za drugi tranzistor prikazani su na sl. 91.



Sl. 91. Radni pravci za pojačalo sa sl. 90

Prvi tranzistor ima

$$I_{C1} \approx I_{C2}/h_{FE2}, U_{CE1} = U_{CE2} - U_{BE2}.$$

Analiza za mali signal. Iz nadomjesne sheme (sl. 92) slijedi strujno pojačanje:

$$A_1 = \frac{i_p}{i_{u1}} = \frac{i_p}{i_{B1}} \cdot \frac{i_{B1}}{i_{u1}} \approx \frac{R_C}{R_C + R_p} \cdot h_{fe2} \cdot \frac{R_B}{R_B/h_{fe1} + h_{ib1} + h_{ie2}}.$$

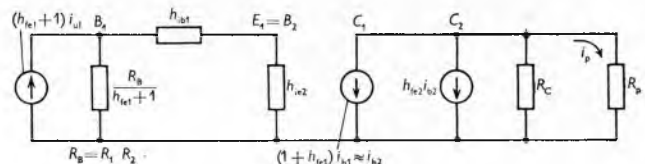
S obzirom na to da je $I_{E2} \approx h_{FE2} \cdot I_{E1}$, jest $h_{ie2} = h_{ib1}$, pa se izraz za strujno pojačanje svodi na

$$A_1 = \frac{i_p}{i_{u1}} = -h_{fe1} \cdot h_{fe2} \frac{R_C}{R_C + R_p} \cdot \frac{1}{1 + 2h_{ie2}/R_B}.$$

Ako je $R_C \gg R_p$ i $R_B \gg 2h_{ie2}$, onda je

$$A_{1max} \approx -h_{fe1} \cdot h_{fe2}.$$

Praktički se to ne ostvaruje jer nije ispunjen drugi uvjet (za R_B).

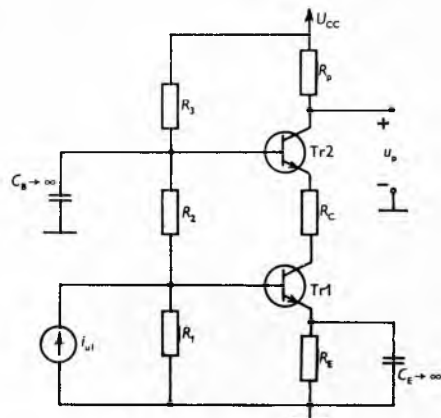


Sl. 92. Nadomjesni sklop pojačala sa sl. 90 za mali signal

Ulazna impedancija sklopa približno je

$$Z_{u1} \approx h_{ie1} + h_{fe1} \cdot h_{ie2} = 2 h_{ie1}.$$

Kaskodno pojačalo. U ovom se pojačalu na spoj zajedničkog emitera nadovezuje spoj zajedničke baze (sl. 93). Kaskodno pojačalo ima niz dobrih svojstava za primjenu na višim frekvencijama. U direktno vezanim pojačalima upotrebljava se za pomak razine.



Sl. 93. Kaskodno pojačalo

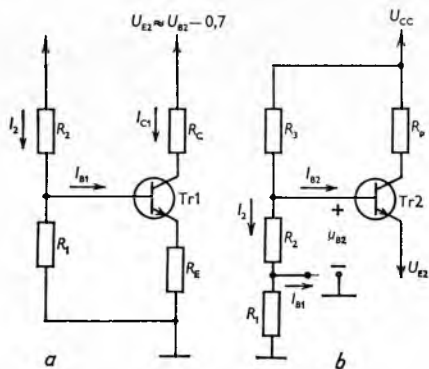
Statička analiza. Sklop treba razdvojiti u dva dijela (sl. 94 a i b). Iz sl. 94 a uz $I_2 \gg I_{B1}$ izlazi

$$U_{B1} \approx \frac{U_{B2} \cdot R_1}{R_1 + R_2},$$

$$I_{C1} \approx I_{E1} \approx \frac{U_{B1} - U_{BE1}}{R_E} = \frac{U_{B2} R_1 / (R_1 + R_2) - U_{BE1}}{R_E} \quad i$$

$$U_{CE1} \approx U_{B2} - U_{BE2} - R_C I_{C1} - R_E I_{C1} =$$

$$= U_{B2} - U_{BE2} - \frac{R_C + R_E}{R_E} \left(U_{B2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{BE1} \right).$$

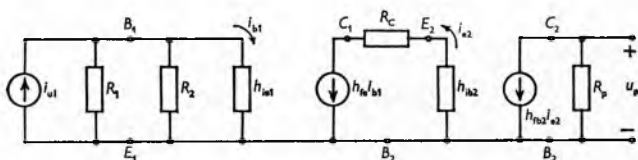


Sl. 94. Kaskodno pojačalo rastavljeno za statičku analizu. a Dio uz tranzistor Tr1, b dio uz tranzistor Tr2

Iz sl. 94 b izlazi za Tr 2, uz $I_2 \gg I_{B1}$ i $I_2 \gg I_{B2}$,

$$U_{B2} \approx \frac{U_{CC} (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3} \quad i$$

$$U_{CE2} \approx U_{CC} - I_{C1} R_P - U_{BE2} = U_{CC} - I_{C1} R_P - U_{B2} + U_{BE2}.$$



Sl. 95. Nadomjesni sklop kaskodnog pojačala za mali signal

Dinamička analiza. Iz nadomjesne sheme (sl. 95) transferno pojačanje je

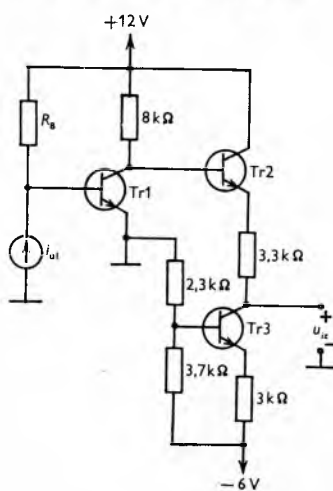
$$A_T = \frac{u_p}{u_{i1}} = \frac{u_p}{i_{e2}} \cdot \frac{i_{e2}}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{u_{i1}} = -h_{fb2} \cdot R_P \cdot h_{fe1} \cdot \frac{R_1 \parallel R_2}{h_{ie1} + R_1 \parallel R_2}.$$

Ako je $h_{ie1} \ll R_1 \parallel R_2$ izlazi

$$A_T \approx -h_{fe1} \cdot R_P.$$

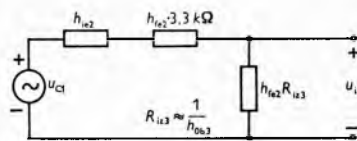
Pojačanje kaskodnog pojačala približno je jednako pojačanju spoja sa zajedničkim emiterom. Prednosti kaskodnog pojačala dolaze do izražaja na visokim frekvencijama, gdje se inače pojačanje pojačala smanjuje zbog kapacitivnosti baza-kolektor (v. str. 536).

Kaskodno pojačalo za pomak razine. U direktno vezanim pojačalima može se upotrijebiti kaskodno pojačalo za pomak razine. Time se postiže da je pri ulaznom signalu $u_{i1} = 0$ i $U_{CE1} \neq 0$, izlazni napon jednak nuli (sl. 96). Uz zanemarenje struje baze mogu se jednostavno odrediti statički uvjeti.



Sl. 96. Kaskodno pojačalo za pomak razine u direktno vezanim pojačalima

Iz nadomjesne sheme (sl. 97) vidi se da je naponsko pojačanje ovog kaskodnog pojačala (bez stupnja s Tr 1) približno jednako jedinici, jer je $h_{fe2}/h_{ob3} \gg h_{fe2} \cdot h_{fe2} \cdot 3,3 k$.



Sl. 97. Nadomjesni sklop kaskodnog pojačala za pomak razine sa sl. 96

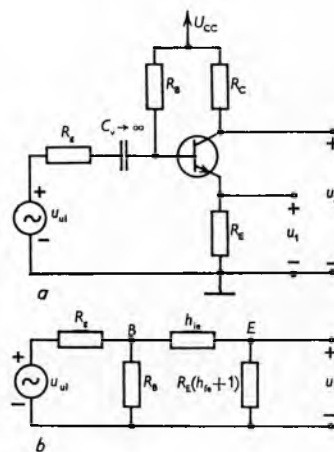
Obračači faze daju dva međusobno protufazna, a po amplitudi po pravilu jednaka signala. Često se primjenjuju u protutaktnim pojačalima gdje je potrebna protufazna pobuda, a želi se izbjeći transformator.

Jednostavni tranzistorski obračtač faze (sl. 98) daje izlazni napon

$$u_2 = u_{i1} \frac{R_B}{R_S + R_B} \cdot \frac{1}{1 + (h_{fe} + R'_S) / [(h_{fe} + 1) R_E]},$$

kao što ga daje emiterско sljedilo, s time da je

$$R'_S = R_S \parallel R_B.$$



Sl. 98. Tranzistorski obračtač faze (a) njegov nadomjesni sklop (b)

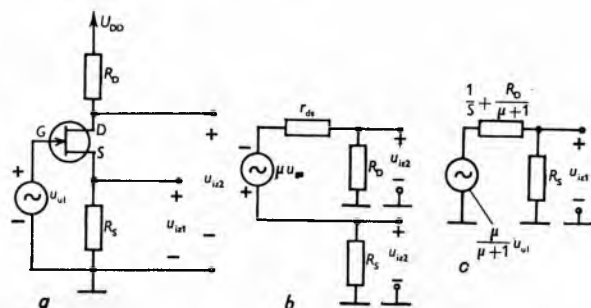
Emiterska struja je $i_e = u_1/R_E$, pa je

$$u_2 = -R_C i_e = -R_C h_{fb} i_e = -h_{fb} \frac{R_C}{R_E} u_1.$$

Ako je $h_{fb} R_C/R_E = 1$, bit će $u_2 = -u_1$, tj. dobit će se dva jednaka i protufazna signala.

Obračtač faze može se izvesti i s unipolarnim tranzistorom (sl. 99). Ovdje je

$$\frac{u_{i21}}{R_S} = -\frac{u_{i22}}{R_D}, \quad u_{i21} \approx u_{i1},$$

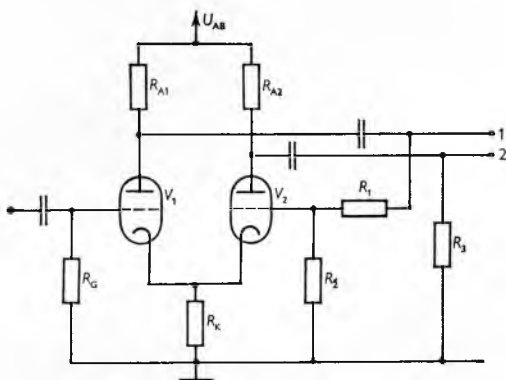


Sl. 99. Obračtač faze s unipolarnim tranzistorom (a), njegov nadomjesni sklop (b) i nadomjesni sklop gledan s izlaza (c)

$$u_{1z1} = -u_{1z2} = \frac{\mu R_D}{r_{ds} + (2 + \mu) R_D} u_{u1}.$$

Katodno vezano pojačalo (sl. 100) jedan je od mogućih spojeva s elektronkama za dobivanje protufaznih signala. Signal s anode prve cijevi dovodi se na rešetku druge cijevi preko djelitelja R_1 — R_2 , kako bi signal bio smanjen na potreban iznos.

Ako cijev V_2 ima naponsko pojačanje



Sl. 100. Katodno vezano pojačalo kao obrtač faze

$$A_v = -\mu_2 \frac{R_{A2}}{r_{u2} + R_{A2}},$$

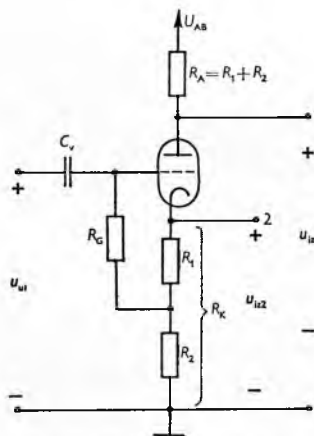
otpori se R_1 i R_2 određuju iz razmjera

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{A_v}.$$

Da bi obje anode bile jednako opterećene, treba uzeti otpor $R_g = R_1 + R_2$.

I s elektronkama može se načiniti jednostavni spoj obrtača faze (sl. 101) uz otpore $R_k = R_A$. Nedostatak sklopa je pojačanje manje od jedinice:

$$A_v = -\frac{u_{1z1}}{u_{u1}} = \frac{u_{1z2}}{u_{u1}} = \frac{\mu R_K}{r_u + (2 + \mu) R_K}.$$



Sl. 101. Obrtač faze s triodom

Izlazni otpori na izlazima su različiti:

$$R_{1z1} = R_A \parallel [r_u + (1 + \mu) R_K]$$

$$R_{1z2} = R_K \parallel [(r_u + R_A)/(1 + \mu)].$$

Da bi se izlazni otpori izjednačili, treba izlazu na katodi dodati serijski otpor

$$R' = \frac{\mu R_A R_K}{r_u + R_A + R_K (1 + \mu)}.$$

Povratna veza u elektroničkim sklopovima

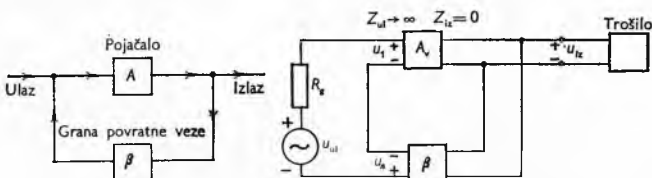
U području srednjih frekvencija, gdje se mogu zanemariti serijske i paralelne kapacitivnosti, trebalo bi da izlazni signal poja-

čala bude vjerna slika ulaznog signala, uz pogodno pojačanje i pogodni fazni pomak. Ovakva idealna situacija u stvarnosti ne postoji, jer elementi pojačala nemaju idealne karakteristike. Karakteristike tranzistora nisu linearne, parametri variraju, temperatura utječe na rad, tj. na karakteristike, itd. Boljom kvalitetom i boljim izborom osnovnih elemenata ne može se postići mnogo. Za korekciju grešaka najčešće se primjenjuju svojstva sustava s povratnom vezom. U pojačalu s povratnom vezom signal dobiven na temelju izlaznog signala vraća se na ulaz i dodaje ulaznom signalu. Ako se vraćeni signal suprotstavlja djelovanju ulaznog napona, povratna je veza negativna, a ako ga pomaže, povratna je veza pozitivna.

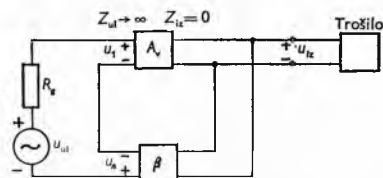
Pojačalo s negativnom povratnom vezom automatski, do izvjesnog stupnja, smanjuje odstupanja od idealnog rada. U sustavima s pozitivnom povratnom vezom uz određene uvjete dolazi do oscilacija. To se svojstvo iskorištava u oscilatorima, a u pojačalima se mora izbjeći, jer čini pojačalo neupotrebljivim.

Sustav s povratnom vezom. Pojačala s povratnom vezom mogu se analizirati, kao i pojačala bez povratne veze, crtanjem nadomjesne sheme i primjenom metode petlje ili metode čvorova, kako bi se izračunalo naponsko pojačanje, strujno pojačanje, ulazna i izlazna impedancija.

Da bi se svojstva sustava s povratnom vezom bolje uočila i iskoristila, prilikom projektiranja pojačala nastoji se analiza provesti i na druge načine. U tu se svrhu sustav rastavlja na A -granu (grana pojačanja — pojačalo) i β -granu (grana povratne veze). Preko β -grane vraća se na ulaz signal proporcionalan izlaznom signalu (sl. 102).



Sl. 102. Sustav s povratnom vezom



Sl. 103. Primjer sustava s povratnom vezom

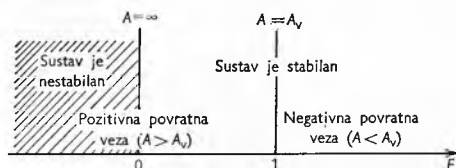
Neka je sustav s povratnom vezom sastavljen od idealiziranog naponskog pojačala i β -grane koja se sastavlja od linearnih pasivnih elemenata i kroz koju je zanemarljiv direktni prijenos signala s ulaza na izlaz (sl. 103). Povratni naponski signal neka je proporcionalan izlaznom naponu.

Pojačanje A -grane je $A_v = u_{iz}/u_i$, napon na ulazu A -grane je $u_1 = u_{u1} + u_\beta$, napon na izlazu A -grane je $u_{iz} = A_v u_1 = A_v (u_{u1} + u_\beta)$, a povratni napon je $u_\beta = \beta \cdot u_{iz}$.

Pojačanje sustava s povratnom vezom bit će na osnovi gornjih izraza:

$$A = \frac{u_{iz}}{u_{u1}} = \frac{A_v}{1 - \beta A_v} = \frac{A_v}{F}.$$

Veličina βA_v je pojačanje u petlji povratne veze, a F je faktor povratne veze. O iznosu ovih veličina ovisi da li će sustav biti stabilan (sl. 104).



Sl. 104. Područja pozitivne i negativne povratne veze. A pojačanje, A_v naponsko pojačanje, F faktor povratne veze

Ako je u sustavu s povratnom vezom pojačanje A -grane vrlo veliko, ukupno pojačanje bit će određeno pasivnim elementima β -grane, tj.

$$A \approx -\frac{1}{\beta}.$$

Ako u sustavu s negativnom povratnom vezom u A -grani dođe do promjene pojačanja, deriviranjem se dobije

$$\frac{dA}{A} = \frac{1}{1 - \beta A_v} \cdot \frac{dA_v}{A_v} = \frac{1}{F} \frac{dA_v}{A_v},$$

tj. relativna promjena pojačanja pojačala s povratnom vezom manja je u omjeru $F : 1$ od relativne promjene pojačanja u A -grani. Kad je povratna veza pozitivna, situacija je obrnuta.

Ako se u sustavu s povratnom vezom pojave smetnje, pojačalo se može radi analize podijeliti u dva dijela s pojačanjima A_{v1} i A_{v2} (sl. 105). Tada vrijedi da je izlazni napon smetnji:

$$U_{s12} = A_{v2}(u_{s0} + u_{s1}), \quad U_{s1} = U_{s12} \cdot \beta A_{v1},$$

a iz ovih jednadžbi slijedi

$$u_{s12} = \frac{A_{v2} u_{s0}}{1 - \beta A_{v1} \cdot A_{v2}}.$$

Da u sustavu nije primijenjena povratna veza, bio bi izlazni napon smetnje

$$u_{s12} = A_{v2} u_{s0}.$$

Omjer izlaznih napona za ova dva slučaja jest

$$\frac{1}{1 - \beta A_{v1} A_{v2}} = \frac{1}{1 - \beta A_v} = \frac{1}{F}.$$

Razina šuma u pojačalu s negativnom povratnom vezom smanjena je u omjeru $F : 1$ (F je faktor povratne veze). U pojačalima je bitan odnos signal-šum. Stoga treba usporediti taj odnos za pojačala bez povratne veze i za pojačala s povratnom vezom, s time da ona imaju jednaka pojačanja. Za pojačalo s povratnom vezom (v. sl. 105) je $A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}$ i ukupno pojačanje iznosi $A = A_v / (1 - \beta A_v)$. Neka bude

$$A_{v1} = 1 - \beta A_v \quad \text{i} \quad A_{v2} = \frac{A_v}{1 - \beta A_v}.$$

Prema tome, uzeto je da drugo pojačalo u A -grani ima pojačanje jednako pojačanju cijelog pojačala s povratnom vezom, a toliko pojačanje ima i odgovarajuće pojačalo bez povratne veze ($A_{v2} = A_0$). U pojačalu s pojačanjem A_{v2} razina korisnog signala odgovarat će razini signala u pojačalu bez povratne veze, ali će razina šuma biti snižena zbog djelovanja povratne veze. To znači da je odnos signal-šum bolji u pojačalu s povratnom vezom. Ako se izvor šuma pomakne u pojačalo s pojačanjem A_{v1} , odnos signal-šum se kviri, pa na samom ulazu u pojačalo izvor šuma daje jednaki odnos signal-šum u pojačalu s povratnom vezom kao u pojačalu bez povratne veze.

Povratna veza djeluje i na vrijeme zadržavanja sistema. Neka je prijenosna funkcija A -grane

$$A_v(p) = \frac{A_{v0}}{1 + p\tau},$$

gdje je τ vremenska konstanta A -grane. Odziv na skok A -grane je

$$u_{12} = A_{v0} (1 - e^{-t/\tau}) u_{u10},$$

gdje je u_{u10} iznos skoka napona na ulazu.

Ako je pojačalu dodana grana povratne veze s karakteristikom $\beta(p) = \beta_0$, dobije se

$$A(p) = \frac{A_v}{1 - \beta A_v} = \frac{A_{v0}}{1 - \beta_0 A_{v0}} \cdot \frac{1}{1 + p \frac{\tau}{1 - \beta_0 A_{v0}}},$$

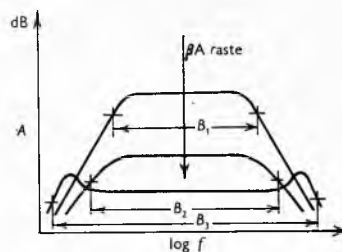
što daje odziv na skok u_{u10} :

$$u_{12} = \frac{A_{v0}}{1 - \beta_0 A_{v0}} \left[1 - \exp \left(- \frac{t}{\tau / (1 - \beta_0 A_{v0})} \right) \right] u_{u10}.$$

Izlazi da je vremenska konstanta podijeljena s faktorom povratne veze $F = 1 - \beta_0 A_{v0}$.

Širina pojasa veća je u pojačalima s povratnom vezom (sl. 106). To je posljedica smanjenja varijacije pojačanja kao svojstva pojačala s povratnom vezom. Katkada se javljaju karakteristični

širogovi u području graničnih frekvencija. Tu dolazi do prije-laza negativne u pozitivnu povratnu vezu i stoga do povećanja pojačanja.



Sl. 106. Amplitudna frekvencijska karakteristika pojačala u ovisnosti o pojačanju u petlji povratne veze. Širina pojasa B raste s povećanjem negativne povratne veze βA .

Vrste povratne veze. Ovisno o tome da li se s izlaza pojačala s povratnom vezom uzima za granu povratne veze napon ili struja, govori se o *naponskoj* ili *strujnoj* povratnoj vezi. Pored toga povratna veza je *paralelna* ili *serijska* ovisno o tome da li se signal koji se iz grane povratne veze dovodi na ulaz dodaje paralelno ili serijski (sl. 107 a, b, c i d).

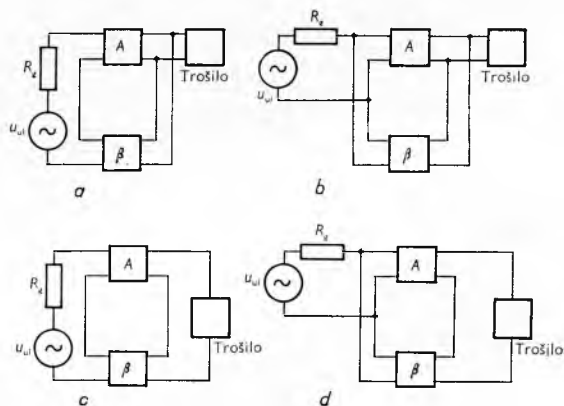
Pri serijskoj negativnoj povratnoj vezi sustav ima ulaznu impedanciju Z_{u1} veću od ulazne impedancije pojačala bez povratne veze Z_{u10} , tj.

$$Z_{u1} = Z_{u10} (1 - \beta A).$$

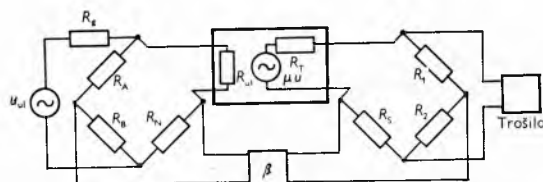
Sustav s paralelnom negativnom povratnom vezom ima smanjenu ulaznu impedanciju:

$$Z_{u1} = \frac{Z_{u10}}{1 - \beta A}.$$

Slično je i izlazna impedancija pri naponskoj negativnoj povratnoj vezi smanjena u omjeru $(1 - \beta A) : 1$, a pri strujnoj negativnoj povratnoj vezi povećana za faktor $(1 - \beta A)$.



Sl. 107. Vrste povratne veze, način vezivanja A -grane i β -grane. a) Naponska serijska povratna veza, b) naponska paralelna povratna veza, c) strujna serijska povratna veza, d) strujna paralelna povratna veza



Sl. 108. Sustav s mosnom povratnom vezom

Unutarnji otpor izvora R_e smanjuje djelovanje povratne veze jer se dio signala gubi na njemu.

Naponska povratna veza nastoji održati stalni izlazni napon. Iznos otpora trošila ograničen je najvećom strujom koju sustav može dati.

Strujna povratna veza nastoji održati stalnu izlaznu struju. Iznos otpora trošila ograničen je najvećim izlaznim naponom koji sustav može dati.

Primjenom povratne veze može se dakle promijeniti ulazna i izlazna impedancija sustava. Promjenom faktora povratne veze $F = 1 - \beta A$ mijenjaju se spomenute impedancije. Ako se mijenja unutarnji otpor izvora ili trošila, mijenja se i βA .

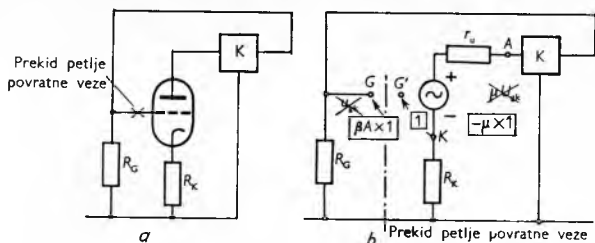
Pri mosnoj povratnoj vezi (sl. 108) postiže se da ulazna i izlazna impedancija ne ovise o otporu trošila i unutarnjem otporu generatora. Ako je ispunjen uvjet $R_1/R_2 = R_T/R_S$, bit će i faktor povratne veze neovisan o trošilu. Na ulazu treba da je ispunjen uvjet $R_A/R_B = R_{ul}/R_N$.

U pojačalima se najčešće primjenjuje naponska negativna povratna veza, kako paralelna tako i serijska, a strujna se povratna veza manje upotrebljava.

Osnovne veličine u sustavu s povratnom vezom jesu pojačanje u petlji povratne veze i aktivna impedancija.

Pojačanje u petlji povratne veze βA je fundamentalna veličina u sustavu s povratnom vezom.

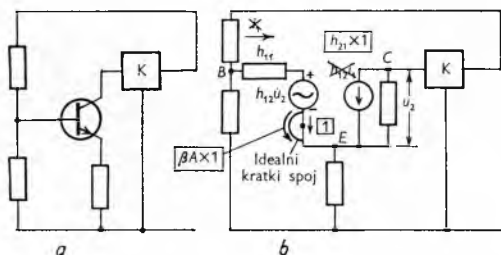
Veličina βA može se odrediti metodom prekida petlje povratne veze. Prekid je izvršen kod rešetke (sl. 109 a) tako da je prvobitna pobuda odvojena. Na odvojenoj rešeci G' (sl. 109 b) zamišlja se napon jediničnog iznosa; generator daje napon $-\mu \times 1$, a na točki G pojavljuje se sada napon $\beta A \cdot u_{ul} = \beta A \cdot 1$.



Sl. 109. Metoda »prekida« petlje povratne veze u nadomjesnom sklopu naponskog pojačala. K preostali dio sustava

Ako se radi o strujno upravljanim generatoru, često se ne može naći mjesto gdje bi se petlja povratne veze mogla prekinuti a da se time ne promijene odnosi u petlji povratne veze. U tom se slučaju može upotrijebiti metoda kratkog spoja u petlji povratne veze (sl. 110).

Oko hipotetske točke, odlučne za prijenos u drugu petlju, naznačen je kratki spoj, kroz koji teče struja i_1 . Ako se kroz hipotetsku točku zamisli struja jediničnog iznosa, generator struje daje struju $h_{21} \times 1$, a kroz kratki spoj teče struja $\beta A \times 1$. Prema tome i ovdje je izvršeno odvajanje generatora od pobude, narinuta nova jedinična pobuda i na mjestu prijašnje pobude dobivena je veličina βA .



Sl. 110. Metoda »kratkog spoja« u petlji povratne veze u nadomjesnom sklopu strujnog pojačala. K preostali dio sustava

Analizom elektroničkog sustava s povratnom vezom proizvoljnog broja čvorova može se dobiti da je faktor povratne veze

$$F = 1 - \beta A = 1 + T = \frac{\Delta}{\Delta^0}$$

Ovdje je $T = -\beta A$ tzv. povratni odnos, Δ je determinanta sustava dobivena na temelju napisanih n jednadžbi čvorova, a Δ^0 je ista determinanta u kojoj je promatrani aktivni element izjednačen s nulom. Ovo vrijedi ako se radi o naponski upravljanim

sustavu. Ako je sustav upravljan strujno, pogodnije je raditi s jednadžbama petlji. Konačni je izraz za faktor F u tom slučaju isti.

Aktivna impedancija. Povratna veza djeluje na impedanciju sustava. Pri tom se pasivna impedancija razlikuje od aktivne:

$$Z = Z_0 \frac{F(0)}{F(\infty)},$$

odnosno za admitancije vrijedi

$$Y = Y_0 \frac{F(0)}{F(\infty)}.$$

Ovdje su Z i Y aktivna, a Z_0 i Y_0 pasivna impedancija i admitancija sustava. $F(0)$ je faktor povratne veze uz kratkospojene stezaljke u formuli za impedanciju, a uz otvorene stezaljke u formuli za admitanciju. $F(\infty)$ je faktor povratne veze uz otvorene stezaljke u formuli za impedanciju, a uz kratkospojene stezaljke u formuli za admitanciju.

Primjer određivanja osnovnih veličina u sklopu s povratnom vezom. Za katodno sljedilo (sl. 111 a) odredit će se pojačanje, faktor povratne veze, aktivna ulazna i aktivna izlazna impedancija.

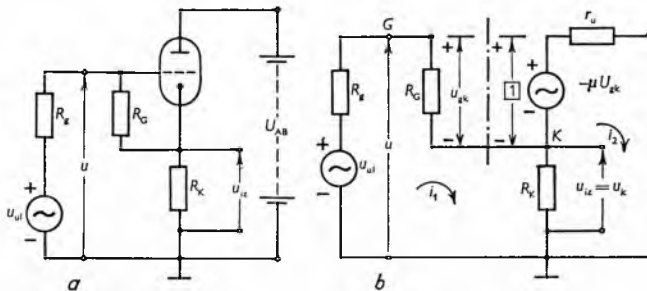
Za nadomjesni sklop (sl. 111 b) vrijedi

$$\begin{aligned} u_{ul} &= i_1 (R_g + R_g + R_k) - i_2 R_k, \\ -\mu u_{gk} &= -i_1 R_k + i_2 (r_u + R_k), \\ u_{gk} &= i_1 R_g, \quad u_{iz} = (i_1 - i_2) R_k. \end{aligned}$$

Iz ovih jednadžbi računa se pojačanje

$$A = \frac{u_{iz}}{u_{ul}} = \frac{\frac{R_g \parallel R_g}{R_g} \left(\frac{r_u \parallel R_k}{R_g} + \mu \frac{R_k}{r_u + R_k} \right)}{1 + \frac{R_g \parallel R_g}{R_g} \left(\frac{r_u \parallel R_k}{R_g} + \mu \frac{R_k}{r_u + R_k} \right)}$$

Iz tog se izraza vidi da je drugi član nazivnika pozitivan, pa se prema tome radi o negativnoj povratnoj vezi. Također se vidi kako unutarnji otpor izvora R_g utječe na smanjenje pojačanja.



Sl. 111. Katodno sljedilo kao sustav s povratnom vezom. a pojednostavljeni sklop, b nadomjesni sklop

Član $(r_u \parallel R_k)/R_g$ posljedica je direktnog prijenosa. Ako je ispunjen uvjet $R_g \ll R_g$ i $R_g \gg (r_u \parallel R_k)$, dobije se poznati izraz za pojačanje katodnog sljedila

$$A \approx \frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{R_k}{r_u / (1 + \mu) + R_k}.$$

Faktor povratne veze može se odrediti pomoću determinanti sustava na temelju jednadžbi petlji:

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_g + R_g + R_k & -R_k \\ \mu R_g - R_k & r_u + R_k \end{vmatrix},$$

a za $\mu = 0$ dobije se

$$\Delta^0 = \begin{vmatrix} R_g + R_g + R_k & -R_k \\ -R_k & r_u + R_k \end{vmatrix}.$$

Sada se računa faktor povratne veze:

$$F = \frac{\Delta}{\Delta^0} = 1 + \frac{R_g}{R_g + R_g + (r_u \parallel R_k)} \cdot \mu \frac{R_k}{r_u + R_k}.$$

Faktor povratne veze može se odrediti i metodom prekida u petlji povratne veze (sl. 111). Napon na mjestu prijašnje pobude bit će:

$$\beta A \times 1 = -\mu \times 1 \frac{[R_k \parallel (R_g + R_g)] R_g}{[r_u + R_k \parallel (R_g + R_g)] (R_g + R_g)},$$

a odatle je

$$F = 1 - \beta A = 1 + \frac{R_G}{R_G + R_G + (r_u \parallel R_K)} \cdot \mu \frac{R_K}{r_u + R_K}$$

Da bi se odredila aktivna ulazna impedancija sustava, treba najprije odrediti pasivnu ulaznu impedanciju

$$Z_{u10} = \frac{\Delta^0}{\Delta^0_{11}} = \frac{(r_u + R_K) R_G + r_u R_K}{r_u + R_K} = R_G + (r_u \parallel R_K)$$

U determinanti Δ^0 stavljeno je $R_G = 0$, a Δ^0_{11} dobije se iz Δ^0 tako da se izbaci prvi redak i prvi stupac. Isti rezultat dobio bi se jednostavnim određivanjem otpora između ulaznih stezaljki uz $\mu = 0$. Faktor povratne veze $F(0)$ uz kratki spoj na ulazu dobije se iz izračunatog faktora F uz $R_g = 0$, tj.

$$F(0) = 1 + \frac{R_G}{R_G + (r_u \parallel R_K)} \cdot \mu \frac{R_K}{r_u + R_K}$$

Faktor povratne veze uz otvorene ulazne stezaljke za $R_G = \infty$ iznosi $F(\infty) = 1$, što znači da je pojačanje u petlji povratne veze jednako nuli. To je posljedica prekida petlje povratne veze.

Aktivna ulazna impedancija bit će

$$Z_{u1} = Z_{u10} \frac{F(0)}{F(\infty)} = R_G \left(1 + \mu \frac{R_K}{r_u + R_K} \right) + (r_u \parallel R_K)$$

Za $R_g = 0$ dobije se $Z_{u1} = R_G / (1 - A_{u1})$.

Da bi se odredila izlazna impedancija, treba napisati jednadžbe čvorova:

$$\frac{u_{u1}}{R_g} = u \left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_G} \right) - u_{12} \frac{1}{R_G}$$

$$0 = -u \left(\frac{1}{R_G} + \frac{\mu}{r_u} \right) + u_{12} \left(\frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_G} + \frac{1 + \mu}{r_u} \right)$$

Pasivna izlazna admitancija je

$$Y_{120} = \frac{\Delta^0}{\Delta^0_{22}} = \frac{1}{r_u} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_g + R_G}$$

Dalje je

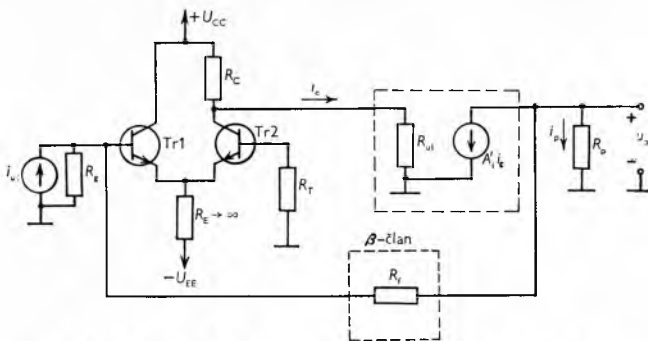
$$F(0) = F \text{ i } F(\infty) = 1.$$

Aktivna izlazna admitancija je

$$Y_{12} = Y_{120} \frac{F(0)}{F(\infty)} = \left(1 + \mu \frac{R_G}{R_G + R_g} \right) \cdot \frac{1}{r_u} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_g + R_G}$$

Prvi član desne strane ove jednadžbe teži za otpor $R_G \gg R_g$ prema $(1 + \mu)r_u \approx S$.

Primjer sklopa s naponskom serijskom negativnom povratnom vezom (sl. 112). Pojačalo u A-grani sastoji se od ulaznog diferencijalnog pojačala i strujnog pojačala s velikim pojačanjem. Parametri tranzistora h_{re} i h_{oe} neka su zanemarljivi.



Sl. 112. Sklop s naponskom serijskom povratnom vezom

Neka je također $A_1 i_e \gg u_{b1}/R_f$ i $R_f \gg R_p$, što pojednostavnjuje analizu. Ovo je tipičan spoj za linearno integrirano pojačalo.

Da bi se izračunalo pojačanje A_1 bez povratne veze, treba otpor R_f odspajati od izlaza i uzemljiti. Iz nadomjesne sheme za taj slučaj (prikazane na sl. 113) izlazi da je kolektorska struja tranzistora Tr2:

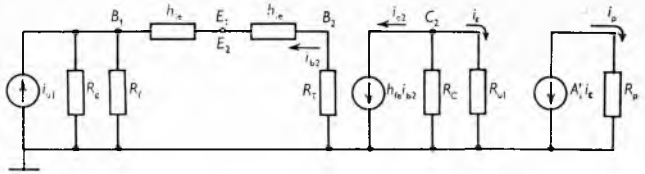
$$h_{re} i_{b2} = i_{c2} \approx -h_{re} \left[\frac{R_g \parallel R_f}{(R_g \parallel R_f) + 2h_{ie} + R_T} \right] i_{u1}$$

Struja pobude strujnog pojačala bit će

$$i_e = -\frac{R_c}{R_c + R_{u1}} i_{c2}$$

Strujno pojačanje pojačala bez povratne veze bit će

$$A_1 = \frac{i_p}{i_{u1}} = \frac{i_p}{i_e} \cdot \frac{i_e}{i_{c2}} \cdot \frac{i_{c2}}{i_{u1}} = -h_{re} \frac{A_1'}{1 + R_{u1}/R_c} \cdot \frac{R_g \parallel R_f}{R_g \parallel R_f + 2h_{ie} + R_T}$$



Sl. 113. Nadomjesni sklop načinjen na temelju sheme pojačala sa sl. 112 za računanje pojačanja bez povratne veze A_1

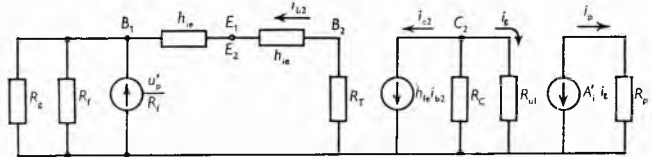
Pojačanje u petlji povratne veze može se naći tako da se prekinu petlja odspajanjem R_f od izlaza. Na ulazu se nalazi R_f i izvor struje u_p'/R_f prema nadomjesnoj shemi (sl. 114). Izvor i_{u1} je ispušten. Ovdje će biti:

$$i_{c2} = -\frac{h_{re} u_p'}{R_f} \cdot \frac{R_g \parallel R_f}{(R_g \parallel R_f) + 2h_{ie} + R_T}$$

$$u_p = i_p R_p = -A_1' R_p i_e,$$

gdje je

$$i_e = -\frac{R_c}{R_c + R_{u1}} i_{c2}$$



Sl. 114. Nadomjesni sklop načinjen na temelju sheme pojačala sa sl. 112 za računanje pojačanja u petlji povratne veze βA_1

Pojačanje u petlji povratne veze bit će

$$\beta A_1 = \frac{u_p}{u_p'} \bigg|_{i_{u1}=0}$$

$$= -h_{re} A_1' R_p \frac{R_c}{R_c + R_{u1}} \cdot \frac{R_g \parallel R_f}{(R_g \parallel R_f) + 2h_{ie} + R_T} \cdot \frac{1}{R_f}$$

Pojačanje pojačala s povratnom vezom dobije se uvrštenjem izračunatih veličina u izraz $A = A_1 / (1 - \beta A_1)$. Ako je $\beta A_1 \gg 1$, onda je $A \approx -1/\beta$, odnosno $A \approx -R_f/R_p$.

Bodeov prikaz. Aproximacija karakteristika. Za određivanje svojstava sustava s povratnom vezom potrebno je poznavati frekventijsku zavisnost faktora povratne veze F i pojačanja A .

Praktički se amplitudna frekventijska karakteristika pojačala može lako mjeriti, ali fazna karakteristika ne može. Fazna se karakteristika može odrediti na temelju snimljene amplitudne karakteristike i poznate veze između amplitudne i fazne karakteristike. Taj postupak može se olakšati ako se karakteristike aproksimiraju kako je objašnjeno u daljem tekstu. (V. i str. 516.)

Osnovni oblici karakteristika. Funkcija prijenosa može biti jednaka konstanti, $F = A$. U tom slučaju nema faznog zakreta ($\varphi = 0$).

Funkcija prijenosa pored konstantnog člana može imati pol ili nulu k -tog reda u ishodištu:

$$F_1 = \frac{\omega_1^{k_1}}{p^{k_1}} A_{01} \quad F_2 = \frac{p^{k_2}}{\omega_2^{k_2}} A_{02}$$

$$k_1 = 1, 2, 3, \dots \quad k_2 = 1, 2, 3, \dots$$

Ako se općenito u funkciji $F(p) = A_0 p^k$ uvrsti $p = j\omega$, dobije se $F(j\omega) = A_0 (j\omega)^k$. Ako se stavi da je $j\omega = z$, onda je $z = |z| e^{j\varphi}$. Tu je $z = \omega e^{j\pi/2}$, jer je $|z| = \omega$, a $\varphi = \arctan \omega/0 = \pi/2$.

Prema tome za gore dane funkcije prijenosa može se uzeti općenito

$$F(p) = A_0 \cdot p^{\pm k},$$

gdje A_0 može biti $A_{01} \cdot \omega_1^k$ u slučaju k -strukog pola, A_{02}/ω_1^k u slučaju k -struke nule. Dalje je za stacionarno stanje:

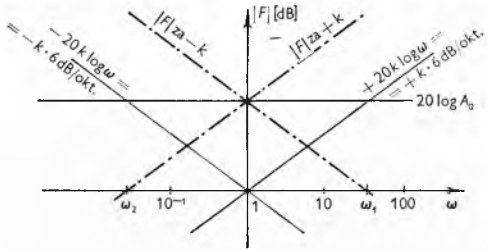
$$F(j\omega) = A_0 \cdot \omega^{\pm k} \cdot e^{\pm jk\pi/2}$$

$$|F| = A_0 \omega^{\pm k}, \quad \varphi = \pm k\pi/2,$$

$$\log |F| = \log A_0 \pm k \log \omega.$$

Amplituda se izražava u decibelima. Decibel (dB) je definiran kao 20-erostruki logaritam omjera naponâ ili strujâ, odnosno kao 10-erostruki logaritam omjera snaga (v. *Električna mjerenja*, TE3, str. 635). Prema tome, ako se radi o pojačanju napona (ili struja) bit će u razmatranom obliku prijenosne funkcije amplitudna karakteristika izražena u decibelima

$$|F| = 20 \log |F| \text{ dB} = (20 \log A_0 \pm 20 k \log \omega) \text{ dB}.$$



Sl. 115. Amplitudne frekventijske karakteristike stalnog nagiba

Grafički prikaz dan je na sl. 115 dijagramom s logaritamskom podjelom na osi apscisa. Drugi član u izrazu za $|F|$ predložen je pravcima pod nagibom od $\pm 6 \text{ dB po oktavi}$. Nagib se pravaca određuje ovako: neka se frekvencija promijenila od ω_1 na ω_2 s time da je $\omega_2 = 2\omega_1$, što predstavlja raspon od jedne oktave. Pripadna promjena amplitude bit će

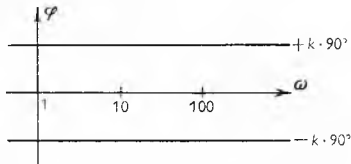
$$|F| = \pm 20 k (\log \omega_2 - \log \omega_1) = \pm 20 k \log 2 = \pm k \cdot 6 \text{ dB}.$$

Ako se uzme raspon jedne dekad (dekada = $10\omega_1$) bit će

$$|F| = \pm 20 k (\log \omega_2 - \log \omega_1) = \pm 20 k \log 10 = \pm k \cdot 20 \text{ dB}.$$

Prema tome, nagib od 6 dB po oktavi odgovara nagibu 20 dB po dekadi .

Fazna karakteristika bit će predložena vodoravnim pravcem $\pm k \cdot \pi/2$ (sl. 116).



Sl. 116. Karakteristike konstantne faze

Prijenosna funkcija može pored konstantnog člana imati k -struki pol na kružnoj frekvenciji ω_L :

$$F_1 = A_{01} \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{\omega_L}\right)^{k_1}},$$

ili k_2 -strukom nulu na kružnoj frekvenciji ω_L :

$$F_2 = A_{02} \left(1 + \frac{p}{\omega_L}\right)^{k_2}.$$

Općenitiji oblik prijenosne funkcije u ovim slučajevima jest

$$F = A_0 \left(1 + \frac{p}{\omega_L}\right)^{\pm k}.$$

Dalje se može pisati da je za stacionarno stanje $p = j\omega$:

$$F = A_0 \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_L}\right)^{\pm k},$$

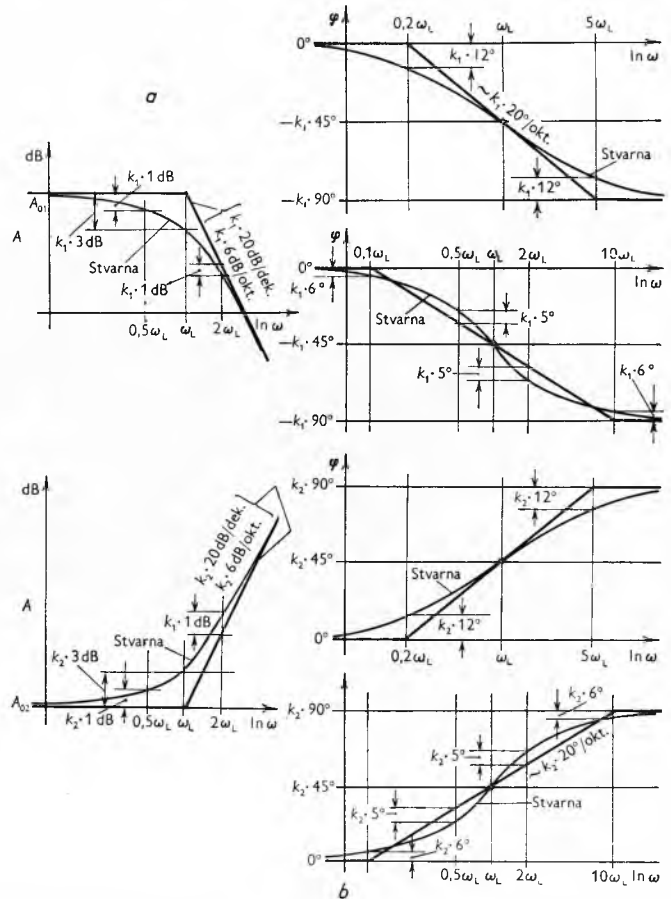
$$F = A_0 \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_L}\right)^2} \right]^{\pm k} \exp \left(\pm j k \arctan \frac{\omega}{\omega_L} \right).$$

Fazna karakteristika određena je eksponentnom $\pm k \arctan \frac{\omega}{\omega_L}$, a amplitudna je

$$|F| = \left\{ 20 \log A_0 \pm 10 k \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_L}\right)^2 \right] \right\} \text{ dB}.$$

Za $\omega \ll \omega_L$ bit će $|F| = (20 \log A_0) \text{ dB}$, a za $\omega \gg \omega_L$ bit će

$|F| = \left(20 \log A_0 \pm 20 k \log \frac{\omega}{\omega_L} \right) \text{ dB}$. Tako se može amplitudna karakteristika aproksimirati horizontalnim pravcem do ω_L , a naviše pravcem nagnutim pod $\pm k \cdot 6 \text{ dB po oktavi}$ (sl. 117 a).



Sl. 117. Karakteristike s lomom — aproksimacija, korekcije i stvarne karakteristike. a) Amplitudne frekventijske karakteristike, b) fazne karakteristike

Na frekvenciji $\omega = \omega_L$ (točki loma) najviše se griješi, i to za $\pm k \cdot 3 \text{ dB}$, a kod $0,5\omega_L$ i $2\omega_L$ za $\pm k \cdot 1 \text{ dB}$.

Za faze računski izlazi

$$\text{za } \omega = \omega_L, \quad \varphi = \pm k \arctan 1 = \pm k \cdot \pi/4$$

$$\text{za } \omega \gg \omega_L, \quad \varphi = \pm k \arctan \infty = \pm k \cdot \pi/2,$$

$$\text{za } \omega \ll \omega_L, \quad \varphi = \pm k \arctan 0 = \pm k \cdot 0,$$

Kako se crta i korigira fazna karakteristika vidi se na sl. 117 b.

Ako se u prijenosnoj funkciji javi *kvadratni član*, kao posljedica konjugirano kompleksnih polova ili nula, jednostavna aproksimacija nije moguća. Funkcija je oblika

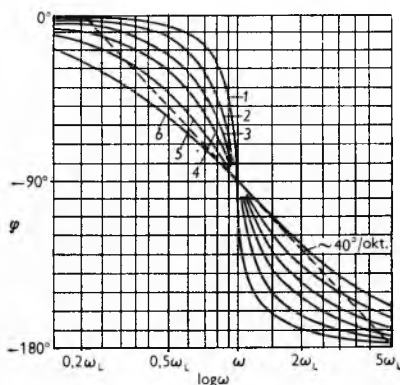
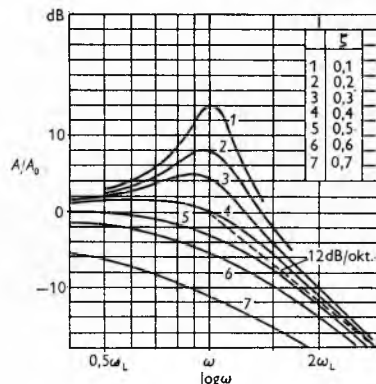
$$F = A_0 \left[1 + 2 \xi \left(\frac{p}{\omega_L} \right) + \left(\frac{p}{\omega_L} \right)^2 \right]^{\pm 1},$$

a rješenja se nalaze računanjem ili normiranim dijagramima (sl. 118). Dijagrami su dani za eksponent -1 . Za eksponent $+1$ treba dijagrame zrcaliti oko linije $A/A_0 = 0 \text{ dB}$ i $\varphi = 0$.

Prema tome, ako na temelju dane funkcije prijenosa treba nacrtati amplitudnu i faznu frekventijsku karakteristiku, crtaju se najprije pravci, tj. asimptote. Nakon toga unose se korekcije i iscrta se stvarna karakteristika.

Neka je zadana prijenosna funkcija RC-vezanog pojačala

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{\left(1 - j \frac{\omega_d}{\omega}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_g}\right)}$$



Sl. 118. Amplitudne i fazne karakteristike u slučaju pojave kvadratnog člana u funkciji prijenosa

Ako se eliminira negativni predznak u zagradi prvog člana u nazivniku, izlazi

$$A(j\omega) = \frac{A_0 \cdot j \frac{\omega}{\omega_d}}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_d}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_g}\right)}$$

Prema tome amplitudna karakteristika bit će sastavljena od

$$|A| = 20 \log A_0 + 20 \log \frac{\omega}{\omega_d} - 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_d}\right)^2\right] - 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2\right]$$

Fazna karakteristika bit će

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{\omega}{\omega_d} - \arctan \frac{\omega}{\omega_g}$$

Sada se mogu karakteristike prikazati pravcima, unijeti korekcije i iscrtati stvarni oblici karakteristika (sl. 119).

Vidi se da između amplitudne i fazne karakteristike postoji određena veza. Ako je poznata amplitudna karakteristika može se odrediti i fazna.

Amplitudna karakteristika nekog sistema može se snimiti mjerenjem. Zatim se postavljaju pravci tako da što bolje aproksimiraju snimljenu krivulju. Na osnovu takve aproksimirane karakteristike može se odrediti fazna karakteristika sistema (sl. 120).

Stabilnost sustava s povratnom vezom. U pojačalu s povratnom vezom treba posebnu pažnju posvetiti stabilnosti. Ne smije se dozvoliti da dođe do spontanijih oscilacija.

Pojačanje pojačala s povratnom vezom iznosi

$$A = \frac{A_v}{1 - \beta A_v}$$

Ono može težiti ka beskonačnom, ako pojačanje u petlji povratne veze postane $\beta A_v = +1$. To je situacija u kojoj ispada da nije više potrebna pobuda da bi se dobio pojačani signal na trošilu. Pojačalo je nestabilno i može oscilirati bez vanjske pobude.

Pojačanje $\beta A = 1$ znači da se radi u stvari o pozitivnoj povratnoj vezi, jer je fazni kut pri tome $\varphi = 2n\pi$, pri čemu je $n = 0, 1, 2, \dots$

Do oscilacija može doći ako u toku prijelazne pojave (npr. uključenja) pojačanje βA samo prođe kroz vrijednost $\beta A = 1$.

Stabilnost pojačala može se ispitati i odzivom na impuls. U slučaju nestabilnosti impulsna pobuda izaziva odziv koji stalno raste ili oscilatoran odziv stalne ili sve veće amplitude.

Utjecaj položaja polova u ravnini kompleksnih frekvencija na odziv vidi se na sl. 121. Vidi se da stabilni sustavi ne smiju imati polove u desnoj poluravnini, uključujući imaginarnu os osim ishodišta.

Pojačalo s jednim polom. Funkcija prijenosa pojačala s jednim negativnim polom na frekvenciji $p = -\omega_1$ bit će

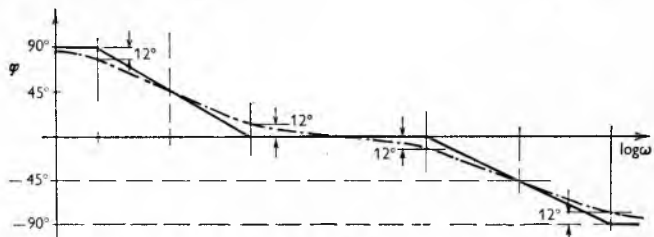
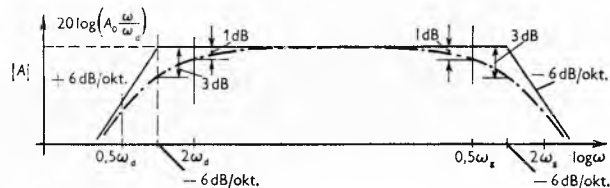
$$A_1(p) = \frac{A_{10}}{1 + p/\omega_1}$$

Ako grana povratne veze ne ovisi o frekvenciji, ukupno je pojačanje:

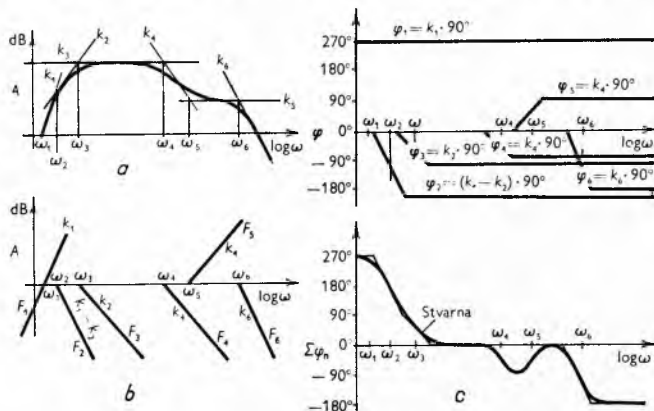
$$A(p) = \frac{A_1(p)}{1 - A_1(p) \beta_0} = \frac{A_{10}}{1 - A_{10} \beta_0 + p/\omega_1}$$

Pojačalo s povratnom vezom ima pol kod $p = -\omega_1 (1 - A_{10} \beta_0)$. Širina pojasa proširila se za faktor $(1 - A_{10} \beta_0)$, a to je isti faktor koji pokazuje u kojem se omjeru smanjilo pojačanje. Faktor dobrote ostao je isti. Uvođenjem povratne veze pol se miče dalje ulijevo na realnoj osi u lijevoj poluravnini. Put po kojem se pomiče pol zove se lokus korijena. Na sl. 122 a i b dani su lokus korijena i Bodeov prikaz za pojačalo s jednim polom.

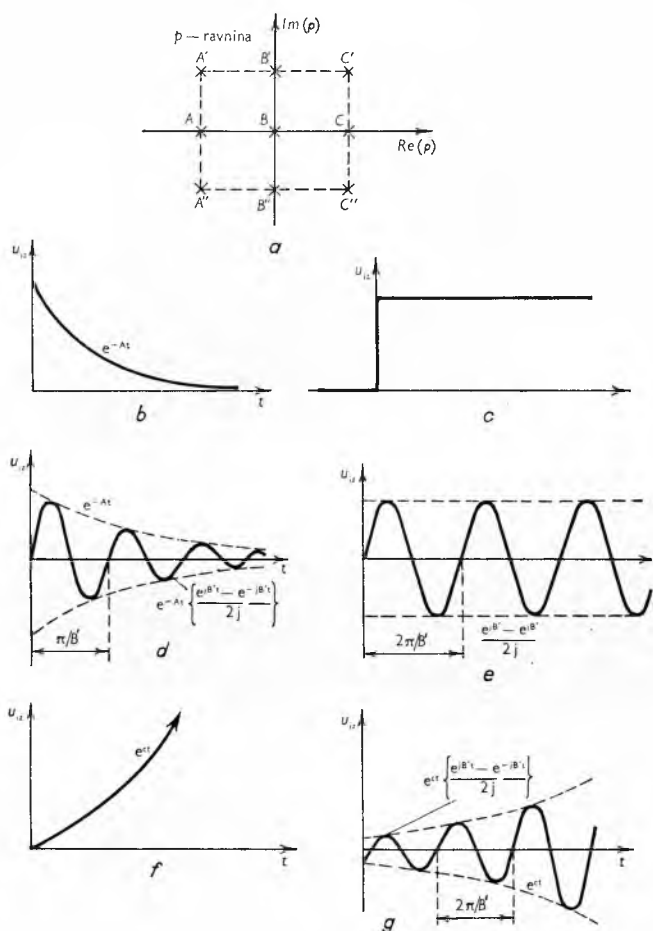
Pojačalo sa dva pola. Ako su oba pola jednaka, prijenosna je funkcija pojačala



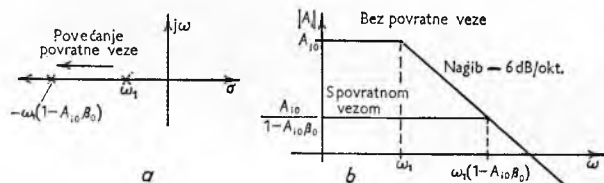
Sl. 119. Amplitudna i fazna karakteristika jednostepenog RC-vezanog pojačala



Sl. 120. Način aproksimiranja jedne karakteristike. a Zadana karakteristika aproksimirana pravcima, b komponente izlomljene karakteristike, c izrada fazne karakteristike



Sl. 121. Utjecaj položaja polova u ravni kompleksnih frekvencija na odziv. *a* Ravni kompleksnih frekvencija, *b* odziv za negativni realni pol A , *c* odziv za pol u ishodištu, *d* odziv za konjugirano kompleksni par polova A' — A'' (s negativnim realnim dijelom), *e* odziv za imaginarni par polova B' — B'' (par polova na osi realnih frekvencija), *f* odziv za pozitivni realni pol u C , *g* odziv za konjugirano kompleksni par polova C' — C'' s pozitivnim realnim dijelom



Sl. 122. Karakteristike pojačala s jednim polom. *a* Položaj pola u kompleksnoj ravni, *b* amplitudna frekvencijska karakteristika

$$A_1(p) = \frac{A_{10}}{(1 + p/\omega_1)^2}$$

Za β neovisno o frekvenciji i pojačalo s povratnom vezom pojačanje iznosi

$$A(p) = \frac{A_{10}}{1 - \beta_0 A_{10} + 2p/\omega_1 + p^2/\omega_1^2}$$

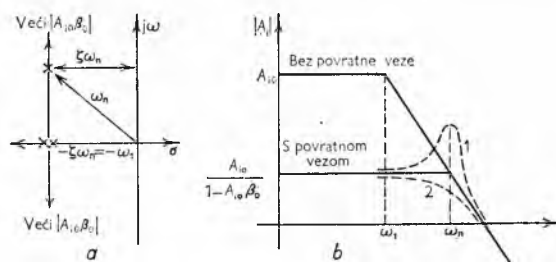
odnosno

$$A(p) = \frac{A_{10}}{1 - \beta_0 A_{10}} \cdot \frac{1}{1 + 2\xi p/\omega + p^2/\omega_n^2}$$

gdje je $\omega_n = \omega_1 \sqrt{1 - \beta_0 A_{10}}$ i $\xi = 1/\sqrt{1 - \beta_0 A_{10}}$. Sustav je drugog reda, a polovi su na $p = -\omega_n (\xi \pm \sqrt{\xi^2 - 1})$. Polovi su koincidentni, realni i negativni ako nema povratne veze. Ako je uključena povratna veza, postaju konjugirano kompleksni, lokus korijena su dvije ravne vertikalne linije (sl. 123 a).

Bodeov prikaz (sl. 123 b) i stvarni oblik amplitudne frekvencijske karakteristike razlikuju se u ovisnosti o tzv. faktoru prigušenja ξ . S povećanjem β_0 na visokim frekvencijama dolazi

do izdizanja pojačanja, što može imati za posljedicu pojavu priгуšenih oscilacija u odzivu na skokovitu pobudu. Problema stabilnosti ovdje nema, jer polovi ostaju u lijevoj poluravnini.



Sl. 123. Karakteristika pojačala s dva pola. *a* Lokus korijena, *b* amplitudna frekvencijska karakteristika; 1 stvarna krivulja za jaku povratnu vezu, 2 stvarna krivulja za slabu povratnu vezu

Amplitudna i fazna karakteristika za prijenosnu funkciju u kojoj se javlja kvadratni član, kao što je ovdje slučaj, detaljno su prikazane na sl. 118.

Pojačalo sa tri pola. U ovom slučaju može doći do nestabilnosti.

Neka se radi o trostepenom pojačalu s tranzistorima jednakih karakteristika, te $R_f \gg R_p$, $R_f \gg h_{ie}$ i $R \gg h_{ie}$, gdje je $R = R_C \parallel R_B$. Svaki stupanj ima pojačanje

$$A_1 \approx \frac{-h_{fe}}{1 + p/\omega_1}$$

gdje je $\omega_1 = 1/r_{b'e} \cdot C$. C je ukupna kapacitivnost na bazi.

Pojačanje trostepenog pojačala bez povratne veze iznosi

$$A_1 = \frac{i_p}{i_{u1}} \bigg|_{u_p = 0} \approx \frac{-h_{fe}^3}{(1 + p/\omega_1)^3}$$

Pojačanje u petlji povratne veze je

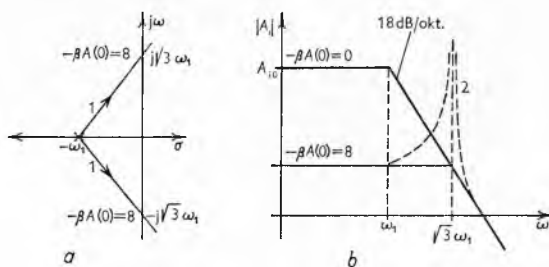
$$\beta A = \frac{u_p}{u_p'} \bigg|_{u_{u1} = 0} \approx A_1(p) \frac{R_p}{R_f}$$

Pojačanje pojačala s povratnom vezom je

$$A(p) = \frac{A_1(p)}{1 - \beta A_1(p)} = \frac{A_1(p)}{(1 + p/\omega_1)^3 - \beta A(0)}$$

gdje $\beta A(0) = -h_{fe}^3 \frac{R_p}{R_f}$

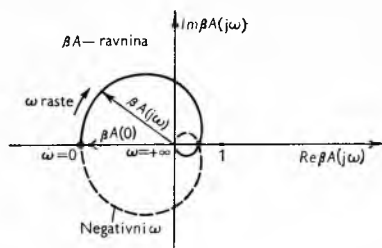
Iz prikaza lokusa korijena (sl. 124 a) i pripadnog Bodeovog prikaza (sl. 124 b) vidi se da do nestabilnosti dolazi ako je $\beta A(0) = 8$, i to na frekvenciji $\sqrt{3} \cdot \omega_1$. To znači da za stabilan rad treba da je $\beta A(0) < 8$, što je malo za realizaciju sustava s povratnom vezom koji će imati dobra svojstva koja zadovoljavaju. Da bi se ipak moglo primijeniti veće pojačanje u petlji povratne veze, odnosno veći faktor povratne veze, trebat će primijeniti dodatne mreže za korekciju fazne i amplitudne karakteristike.



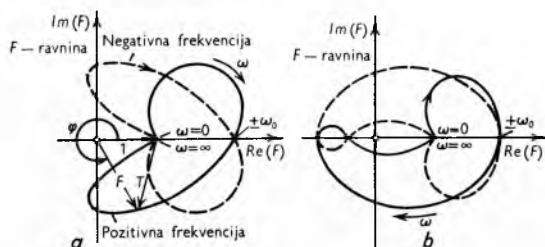
Sl. 124. Karakteristike pojačala sa tri pola. *a* Lokus korijena, *b* amplitudna frekvencijska karakteristika; 1 smjer gibanja polova ako raste $-\beta A(0)$, 2 stvarna krivulja za $-\beta A(0) = 8$

Nyquistov kriterij stabilnosti. Nyquistov dijagram je polarni dijagram koji se najčešće crta za pojačanje u petlji povratne veze βA za frekvencije $-\infty < \omega < +\infty$. Nyquistov se dijagram može isto tako crtati i za povratni odnos $T = -\beta A$ (zrcaljena slika) ili za faktor povratne veze $F = 1 - \beta A$ (pomaknut dijagram).

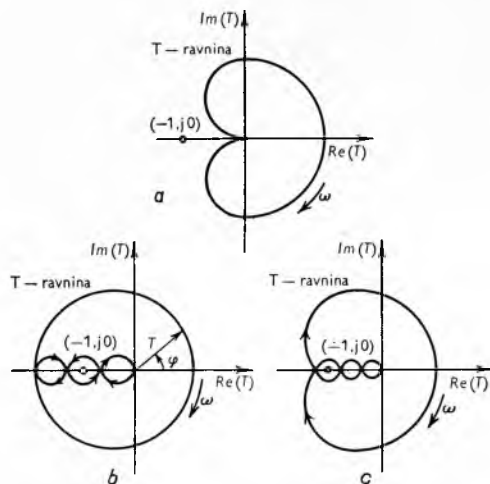
Kako je $F = 1 + T = 1 - \beta A$, odnos između ova tri dijagrama može se lako odrediti. T -dijagram je isti kao F -dijagram, samo je pomaknut za jedinicu ulijevo. βA -dijagram dobiva se rotacijom T -dijagrama za 180° . Za slučaj pojačala s tri pola (v. sl. 124) Nyquistov dijagram dan je na sl. 125, s time da je uzeto $\beta A(0) < 8$.



Sl. 125. Nyquistov dijagram za pojačalo sa tri pola. Im imaginarni, Re realni dio funkcije



Sl. 126. Nyquistov dijagram faktora povratne veze. a) Stabilni sustav, b) uvjetno ili po Nyquistu stabilni sustav, c) nestabilni sustav



Sl. 127. Nyquistov dijagram sustava s povratnom vezom. a) Apsolutno stabilni sustav, b) uvjetno ili po Nyquistu stabilni sustav, c) nestabilni sustav

Nyquistov kriterij za stabilnost sustava s jednom petljom povratne veze glasi: Ako je neki sustav stabilan u slučaju kad neki prijenosni element postane jednak nuli, nuždan i dovoljan uvjet da taj sustav ostane stabilan i kad taj element poprimi puni radni iznos jest da Nyquistov dijagram za faktor F , za pojačanje u petlji povratne veze βA ili za povratni odnos T , ne zaokruži kritičnu točku.

Ako se radi o βA -dijagramu, kritična je točka $+1$, ako se radi o F -dijagramu, kritična točka je u ishodištu, a u T -dijagramu na

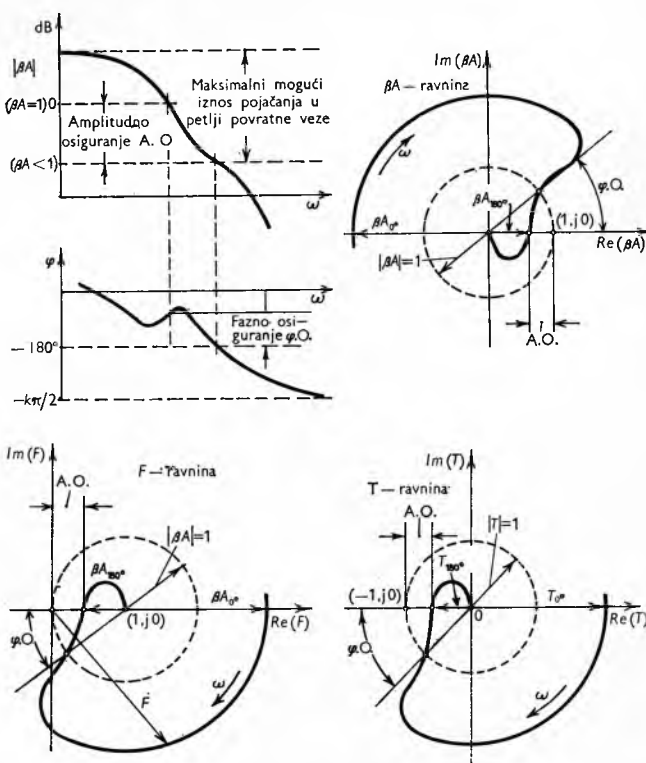
–1. Na sl. 126 i 127 dani su primjeri za razne sustave. Sustav može biti i uvjetno stabilan, tako da, ako se npr. promijeni pojačanje, Nyquistov dijagram može zaokružiti kritičnu točku!

Za primjer na sl. 124 i 125 jednako se može zaključiti da sustav postaje nestabilan ako postane $\beta A(0) = 8$. U tom bi slučaju Nyquistov dijagram prošao kroz kritičnu točku. Ako je $\beta A(0) > 8$ kritična točka bila bi dva puta zaokružena, jednom za pozitivni, a jednom za negativni ω . To znači da postoji par nula u desnoj poluravnini, kako to pokazuje i lokus korijena. Zaključke u pogledu stabilnosti može se izvući iz Bodeovog prikaza. Usporedbom Nyquistovog dijagrama i Bodeovog prikaza proizlazi da kritičnoj točki odgovara pojačanje 0 dB uz fazni kut od 180° . Stoga u stabilnom sustavu pojačanje 0 dB treba da bude dostignuto na nižoj frekvenciji u odnosu prema frekvenciji na kojoj se dostiže faza od 180° . Bodeov prikaz ne daje uvid u poziciju polova i nula; pa prema tome ni u stupanj stabilnosti pojačala s povratnom vezom. Stabilnost će biti slabo osigurana ako se pojačanje od 0 dB i faza od 180° pojavljuju na frekvencijama koje se među sobom malo razlikuju.

U slučaju sustava s više petlji povratne veze, Nyquistov kriterij glasi ovako: Ako je sustav stabilan kad svi elektronički elementi imaju normalni faktor pojačanja, broj zaokruženja kritične točke u smjeru kazaljke na satu mora biti jednak broju zaokruženja u protivnom smjeru za niz Nyquistovih dijagrama koji se dobivaju ako se svi aktivni elektronički elementi najprije stave izvan rada, a zatim se jedan po jedan po proizvoljnom redoslijedu uključuju.

Amplitudno i fazno osiguranje. Za sustav s povratnom vezom dobro je da nikada ne dolazi u blizinu kritične točke: ako se nađe u kritičnoj točki, dolazi do oscilacija. Ako se nađe blizu kritične točke, u odzivu može doći do nadvišenja i prigušenih titraja.

Obično se sustav s povratnom vezom projektira tako da se predvidi amplitudno i fazno osiguranje. Amplitudno osiguranje sastoji se u tome da se na kritičnoj fazi dozvoli pojačanje u petlji povratne veze znatno manje od 1. Obično to dozvoljeno pojačanje iznosi 1/3, što odgovara -10 dB. Kad pojačanje dostiže kritični iznos jedinice (tj. 0 dB), dozvoljava se da bude fazni kut $\sim 150^\circ$. Prema tome fazno osiguranje je 30° . Katkada se uzima i fazno osiguranje 45° .

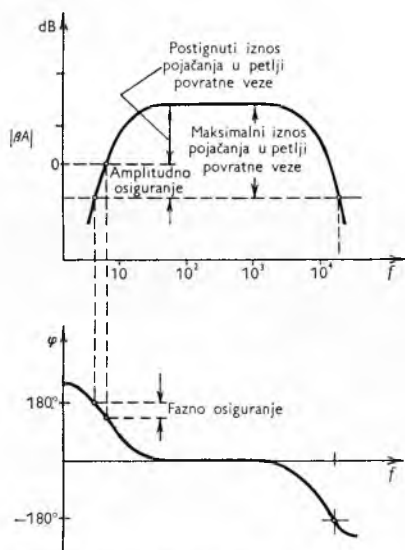


Sl. 128. Određivanje amplitudnog (A. O.) i faznog (ϕ . O.) osiguranja u sustavu s povratnom vezom pomoću Bodeovog prikaza i Nyquistovih dijagrama

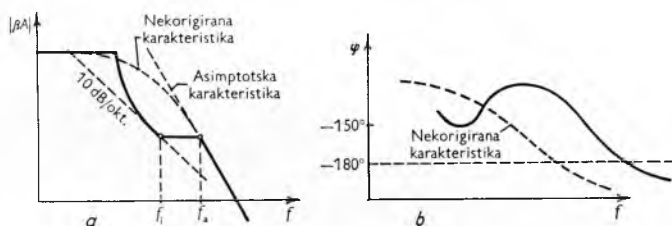
Amplitudno i fazno osiguranje, pored toga što otklanjaju nestabilnosti u sustavu s povratnom vezom, smanjuju i nadvišenja i prigušene titraje u odzivu.

Na sl. 128 vidi se kako se određuje amplitudno i fazno osiguranje u sustavu s povratnom vezom pomoću Bodeovog prikaza i Nyquistovih dijagrama u ravninama T , F i βA .

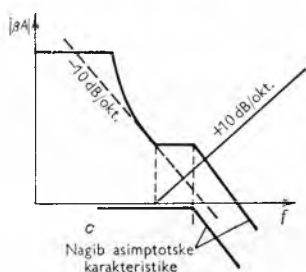
Korekcija amplitudne i fazne karakteristike. Povratna veza poboljšava niz svojstava sustava u kojem je primijenjena. Djelovanje povratne veze ovisit će o ostvarenom pojačanju u petlji povratne veze, a ovo opet ovisi o kritičnoj točki, odnosno potrebnom faznom i amplitudnom osiguranju (sl. 129). Stoga se korekcionim sklopovima nastoji tako modificirati amplitudna i pripadna fazna karakteristika da se može primijeniti veći faktor povratne veze (sl. 130).



Sl. 129. Maksimalni iznos faktora povratne veze



Sl. 130. Sastavljena karakteristika. a Oblik, b faza, c komponente



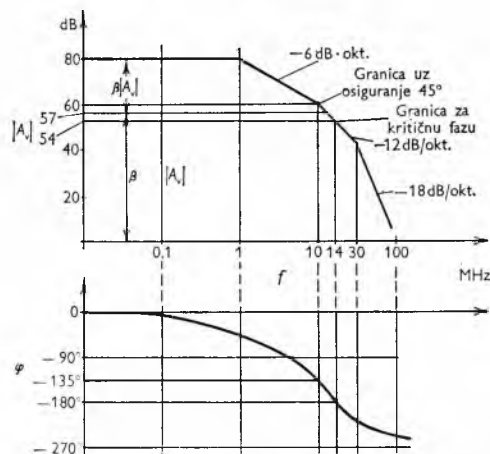
Za korekciju obično služe mreže sastavljene od otpora i kapacitivnosti, a može se upotrijebiti i induktivnost.

Korekcija jednostavnom mrežom RC. Neka pojačalo bez povratne veze ima prijenosnu funkciju:

$$A_v = \frac{-10^4}{\left(1 + \frac{p}{2\pi \cdot 10^6}\right) \left(1 + \frac{p}{2\pi \cdot 10^7}\right) \left(1 + \frac{p}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^7}\right)}$$

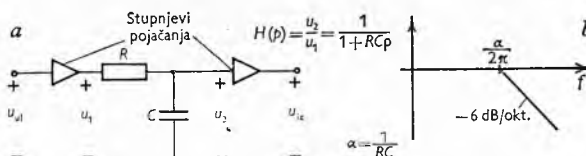
To bi odgovaralo trostepenom pojačalu sa tri pola na različnim frekvencijama. Ako se traži fazno osiguranje od 45° , iz Bodeovog prikaza (sl. 131) izlazi da se za pojačanje u petlji povratne veze može uzeti najviše 23 dB, uzevši u obzir da u točki loma ampli-

tudne karakteristike treba izvršiti korekciju za 3 dB. Prema tome $\beta = -57 \text{ dB}$ ($= \sqrt{2} \cdot 10^{-8}$). Ako je $\beta |A_v| = 23 \text{ dB}$ (≈ 14), onda je $A = A_v (1 - \beta |A_v|) \approx -1/\beta = 57 \text{ dB}$.



Sl. 131. Bodeov prikaz za pojačalo sa zadanom prijenosnom funkcijom

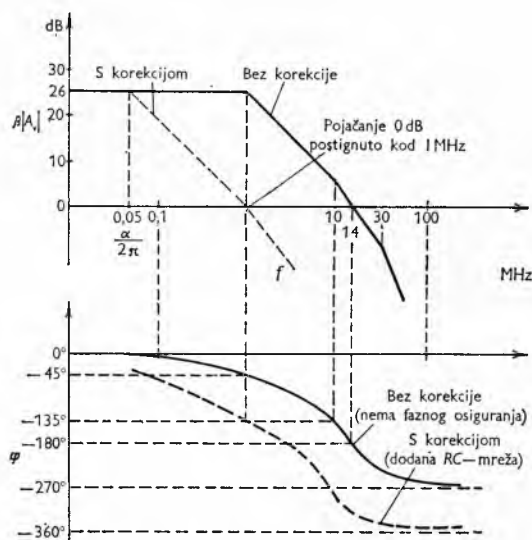
Najjednostavnija korekcija postiže se mrežom RC prema sl. 132 (engl. 'lag compensation' — korekcija mrežom za kašnjenje).



Sl. 132. Korekcija jednostavnom mrežom RC (a) i amplitudna karakteristika mreže RC, Bodeov prikaz (b)

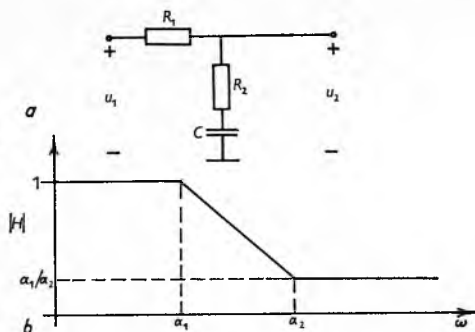
Elementi dodane mreže odabiru se tako da izazivaju pojavu pola na frekvenciji $\omega = a$ gdje je fazni pomak zbog polova pojačala zanemarljiv. Zahvaljujući pridodanoj mreži, pojačanje u petlji povratne veze moći će se povećati za 3 dB, uz zahtijevano fazno osiguranje od 45° (sl. 133), ali će gornja granična frekvencija sustava s povratnom vezom biti znatno snižena. Korekcija će djelovati povoljno u smislu smanjenja roga u amplitudnoj frekvencijskoj karakteristici na visokim frekvencijama.

Pojačanje u petlji povratne veze moći će se još povećati ako se dalje snizuje granična frekvencija dodanom mrežom RC za korekciju, uz osiguranje od 45° .



Sl. 133. Utjecaj korekcije jednostavnom mrežom RC na karakteristiku pojačala

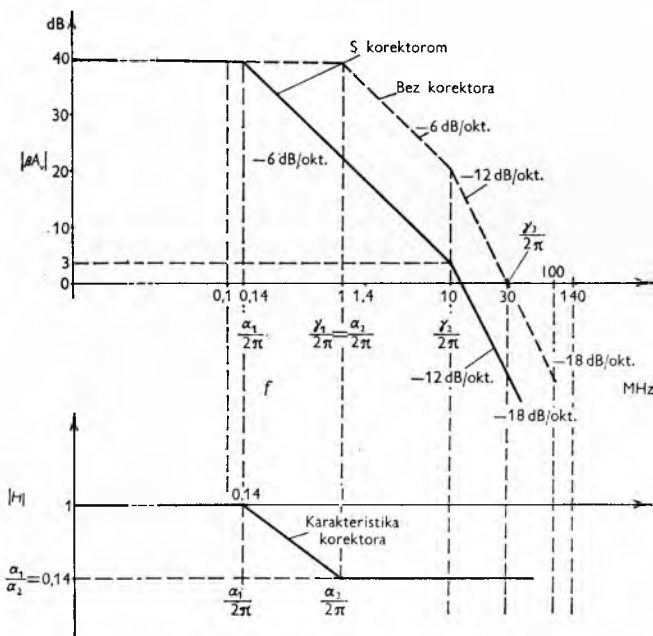
Korekcija složenijom mrežom RC (sl. 134). Ova mreža ima pol i nulu. Za već dani primjer postiže se veće pojačanje u petlji povratne veze (40 dB), a pojačanje 0 dB je na frekvenciji 10 MHz (sl. 135). Pri tome je uzeto da se prvi pol pojačala i nula korektora poklapaju, tj. $\frac{\gamma_1}{2\pi} = \frac{\alpha_2}{2\pi} = 1$ MHz. S obzirom na to da se radi o nagibu od -6 dB po oktavi, odnos pojačanja $10^8 (= 40 \text{ dB})$ prema $\sqrt{2} (= 3 \text{ dB})$ mora odgovarati odnosu frekvencija $\gamma_2/2\pi$ naprama $\alpha_1/2\pi$, iz čega izlazi $\alpha_1/2\pi \approx 0,14$ MHz. Prikazani način projektiranja korektora zadovoljava samo ako je $\gamma_3 \gg \gamma_2$. U protivnom slučaju, ako bi se nacrtala fazna karakteristika, izašlo bi da je fazno osiguranje manje od 45° , s obzirom na to da blizina pola γ_3 utječe u smislu većeg pomaka faze. Pojačalo s povratnom vezom s ovakvim korektorom imat će širinu pojasa ~ 15 MHz.



Sl. 134. Složenija mreža RC za korekciju (a), amplitudna karakteristika složenije mreže RC (b)

$$H(p) = \frac{1 + R_2 C p}{1 + (R_1 + R_2) C p} = \frac{1 + p/\alpha_2}{1 + p/\alpha_1}$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{R_2 C}, \quad \alpha_1 = \frac{1}{(R_1 + R_2) C}, \quad \alpha_2 > \alpha_1$$



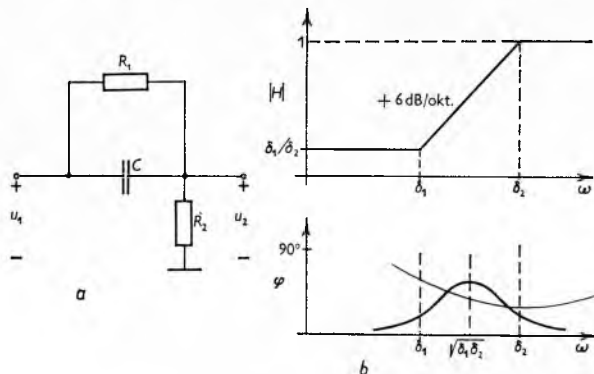
Sl. 135. Utjecaj korekcije složenijom mrežom RC na karakteristiku pojačala.

$$\text{Korektor } \beta A_v(\omega) = A_{v0} \beta \left(1 + j \frac{\omega}{\alpha_1} \right) \left(1 + j \frac{\omega}{\gamma_1} \right) \left(1 + j \frac{\omega}{\gamma_2} \right)$$

Korekcija mrežom CR. Prethodno prikazani načini korekcije mrežama RC omogućavali su povećanje pojačanja, ali se pojačanje u petlji povratne veze od 0 dB postizalo već na jednakim frekvencijama kao u pojačalu bez korektora, ili nižim frekvencijama. S obzirom na to da se radi u prvom redu o faznom osiguranju, nameće se zaključak da bi u području kritične faze trebalo postići da se fazni zakret smanji. To se postiže mrežom u kojoj izlazna faza prethodi ulaznoj (engleski lead compensation). Mreža i Bodeov prikaz dani su na sl. 136. Pojačanje na niskim frekven-

cijama je smanjeno na odnos δ_1/δ_2 . Za uzeti primjer pojačala uz dodani korektor bit će prijenosna funkcija za pojačanje u petlji povratne veze:

$$\beta A_v = \beta H(0) A_{v0} \frac{1 + p/\delta_1}{(1 + p/\delta_2)(1 + p/\gamma_1)(1 + p/\gamma_2)(1 + p/\gamma_3)}$$



Sl. 136. Složena mreža CR za korekciju (a), b amplitudna i fazna karakteristika prikazane mreže CR

Pored uvjeta $\delta_1 < \delta_2$, neka je i $\delta_1 = \gamma_2$. Pri tome δ_2 mora biti dovoljno veliko da ne utječe na pojačanje i fazu u kritičnom području. Funkcija prijenosa je onda jednostavnija:

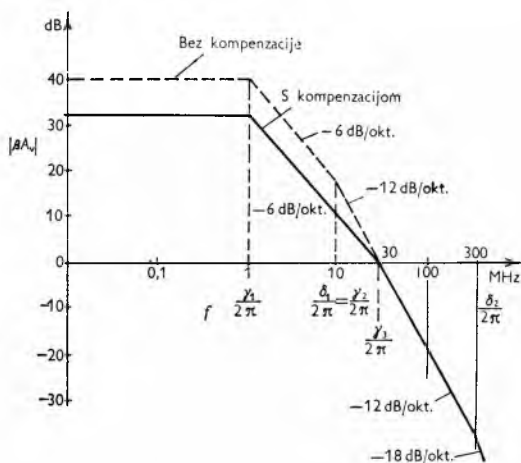
$$\beta A_v = \beta H(0) A_{v0} \frac{1}{(1 + p/\gamma_1)(1 + p/\gamma_3)(1 + p/\delta_2)}$$

Ako je $\gamma_1 < \gamma_3 \ll \delta_2$, fazni pomak od 135° bit će približno pri $\omega \approx \gamma_3$, dok bi kod sklopa bez korektora faza od 135° bila dostignuta već oko $\omega \approx \gamma_2$. Iz Bodeovog prikaza (sl. 137) vidi se da se u ovom slučaju dobiva pojačanje u petlji povratne veze od 32 dB sve do 1 MHz. S obzirom na to da je $A_{v0} = 80 \text{ dB}$, to je $\beta H(0) = -48 \text{ dB}$. Ovdje je $\delta_1/2\pi = 10 \text{ MHz}$, a za $\delta_2/2\pi$ s obzirom na zahtjev $\delta_2 \gg \gamma_3$ odabrano je 300 MHz. Prema tome je $\beta \approx -18 \text{ dB}$, a pojačanje pojačala s povratnom vezom za niže frekvencije:

$$A(0) = \frac{H(0) A_{v0}}{1 - H(0) A_{v0}} \approx -\frac{1}{\beta} \approx 18 \text{ dB},$$

što je manje nego kod kompenzacije složenijom mrežom RC. No ovdje će se dobiti tri puta veća širina pojasa.

Ovim načinom kompenzacije ne može se postići djelovanje ako je promjena faze vrlo nagla u području gdje treba da je uz fazno osiguranje $|\beta A| = 1$. Drugi je nedostatak smanjenje pojačanja.

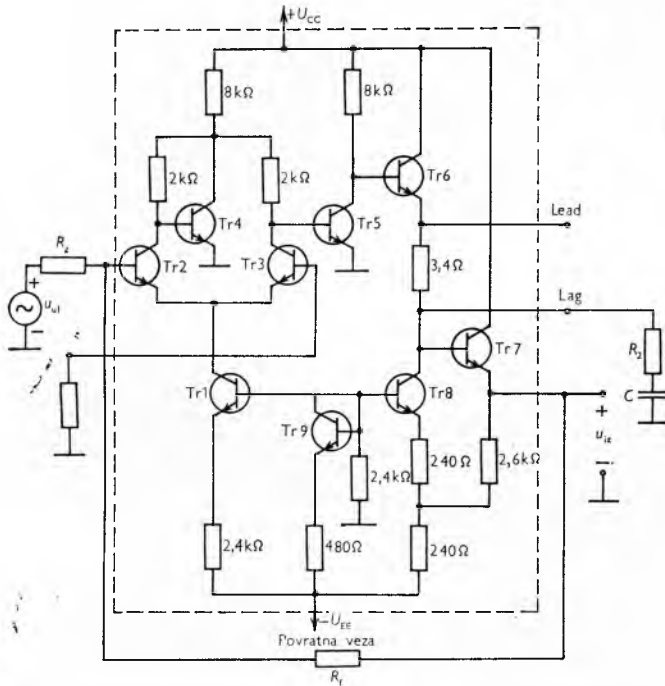


Sl. 137. Utjecaj korekcije mrežom CR na karakteristiku pojačala

Postavljanje polova i nula korektora dano u ovim primjerima ne mora biti optimalno. Za to ne postoje pravila, nego često treba nalaziti najpogodnije rješenje višestrukim ispitivanjima.

Stabilnost linearnih integriranih pojačala. Sva linearna integrirana pojačala po pravilu imaju prijenosnu funkciju s više

od dva pola i imaju jako izraženu tendenciju da osciliraju ako nisu primijenjeni odgovarajući korektori sastavljeni od otpora i kapacitivnosti. Za priključak korektora predviđeni su posebni izvodi (sl. 138). Spajanjem serijske kombinacije RC na izvod »Lag« postiže se korekcija složenijom mrežom RC (engl. lag compensation). Ulogu otpora R_1 ima izlazni otpor R_{1z} u točki priključenja vanjskih elemenata R_2 i C .



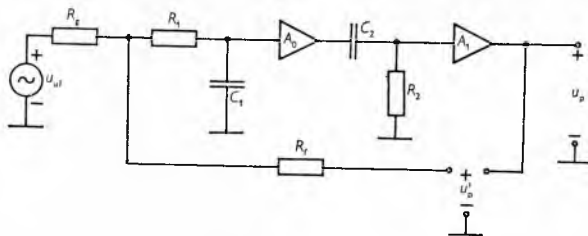
Sl. 138. Shema integriranog operacionog pojačala (µA 702, Fairchild Semiconductor Corp., USA) uz dodane elemente (unutar crtanog pravokutnika) za korekciju složenijom mrežom RC (Lag-compensation)

Za korekciju mrežom RC spaja se prema sl. 139. C_r je velika kapacitivnost koja ne utječe na frekvencijski odziv mreže.

Proizvođač obično daje dijagrame pomoću kojih se mogu izabrati elementi za korekciju, da bi se ostvarilo određeno pojačanje i širina pojasa.

Kompensacija frekvencijske karakteristike pojačala s povratnom vezom može se ostvariti i dodavanjem kapacitivnosti C_r paralelno otporu R_t u grani povratne veze.

Aktivni filtri s povratnom vezom. Prijenosne funkcije koje se mogu realizirati pasivnim elementima R , L i C mogu se realizirati također aktivnim filtrima koji su sastavljeni od pasivnih elemenata R i C i pojačala.



Sl. 140. Q-multiplikator

Uskopojasni aktivni filter sastoji se od dva jednostavna kruga RC i dva pojačala velike ulazne i male izlazne impedancije (sl. 140).

Ako nije uključena povratna veza ($u_p' = 0$), pojačanje je sklopa

$$A_v = \frac{u_p}{u_{u1}} \Big|_{u_p' = 0} = \frac{R_t}{R_s + R_t} \cdot \frac{1/R_1 C_1}{p + 1/R_1 C_1} \cdot A_0 \cdot \frac{p}{p + 1/R_2 C_2} \cdot A_1.$$

Pojačanje u petlji povratne veze je

$$\beta A_v = \frac{u_p}{u_p'} \Big|_{u_{u1} = 0} = \frac{R_s}{R_s + R_t} \cdot \frac{1/R_1 C_1}{p + 1/R_1 C_1} \cdot A_0 \cdot \frac{p}{p + 1/R_2 C_2} \cdot A_1.$$

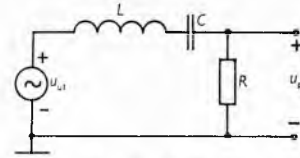
Pojačanje sklopa s povratnom vezom dobije se uvrštenjem i pojednostavljenjem:

$$A = \frac{A_v}{1 - \beta A_v} = \frac{R_t a_1 p A_{01}/(R_s + R_t)}{p^2 + (a_1 + a_2)p - [R_s/(R_s + R_t)] a_1 p A_{01} + a_1 a_2}$$

gdje je $a_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$, $a_2 = \frac{1}{R_2 C_2}$ i $A_{01} = A_0 \cdot A_1$.

Krug RLC (sl. 141) ima ekvivalentnu prijenosnu funkciju

$$\frac{u_p}{u_{u1}} = \frac{pRC}{p^2 LC + pRC + 1} = \frac{pR/L}{p^2 + pR/L + 1/LC}$$



Sl. 141. Mreža RC

Rezonantna frekvencija kruga RLC je $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, a faktor dobrote $Q = \omega_0 L/R$.

Analogno za aktivni filter je $\omega_0 = \sqrt{a_1 a_2}$, a

$$Q = \frac{\omega_0}{a_1 + a_2 - [R_s a_1 A_{01}/(R_s + R_t)]} = \frac{\omega_0 a_2}{\omega_0^2 \{1 - [R_s A_{01}/(R_s + R_t)]\} + a_2^2}.$$

Iz posljednjeg izraza vidi se da se Q -faktor može podešavati izborom otpora R_t .

U ovom se sustavu ostvaruje stabilnost uz pozitivnu povratnu vezu, jer je pojačanje u petlji povratne veze uvijek manje od jedinice. Zahvaljujući pozitivnoj povratnoj vezi postiže se veliko pojačanje u određenom uskom području frekvencija. To se naziva Q -multiplikacijom. Ako $\beta A(\omega) \rightarrow 1$, onda će $Q \rightarrow \infty$ i doći će do oscilacija. Praktički se na ovaj način mogu ostvariti Q -faktori od nekoliko tisuća.

Pojačalo s vezom RC na niskim frekvencijama

Amplitudna frekvencijska karakteristika pojačala. Pri analizi pojačala u području srednjih frekvencija velike se serijske kapacitivnosti mogu smatrati kratkim spojevima, a male se paralelne parazitne kapacitivnosti mogu ispustiti. Amplitudna frekvencijska karakteristika pojačala horizontalna je i ravna u području srednjih frekvencija, ali u području niskih i visokih frekvencija pojačanje opada (sl. 142). Međutim, od opadanja pojačanja pri niskim frekvencijama neće doći u direktno (bez kondenzatora) vezanom pojačalu.

Praktički donja granična frekvencija f_d određena je serijskim (veznim) kapacitivnostima, ali na nju može imati utjecaja i paralelna kapacitivnost C_E u emitorskom krugu čija je zadaća premoštenje otpora R_E radi prolaska izmjeničnih signala.

Serijska (vezna) kapacitivnost čini s ulaznim otporom pojačala mrežu CR iz čije se amplitudne frekvencijske karakteristike (sl. 142 b) vidi da njena donja granična frekvencija nastupa pri

$$\omega_d = \frac{1}{RC}, \text{ odnosno } f_d = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Analitički se to vidi iz prijenosne funkcije

$$\frac{u_{1z}}{u_{11}} = \frac{RCp}{1 + RCp} = \frac{\frac{p}{\omega_d}}{1 + \frac{p}{\omega_d}}$$

Stavi li se u prednji izraz za $p = j\omega$, dobije se

$$\frac{u_{1z}}{u_{11}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

Apsolutna vrijednost tog izraza iznosi

$$\left| \frac{u_{1z}}{u_{11}} \right| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}$$

Za $\frac{RC}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ izlazi da je $\omega = \omega_d = \frac{1}{RC}$.

Gornja granična frekvencija f_g praktički je određena parazitnim kapacitivnostima. Paralelne kapacitivnosti mogu biti i namjerno dodane izvana ako se želi sniziti gornja granična frekvencija pojačala.

Totalna paralelna kapacitivnost pojačala čini sa izlaznim otporom pojačala mrežu RC iz čije se amplitudne frekvencijske karakteristike (sl. 142 c) vidi da je njena gornja granična frekvencija određena izrazom

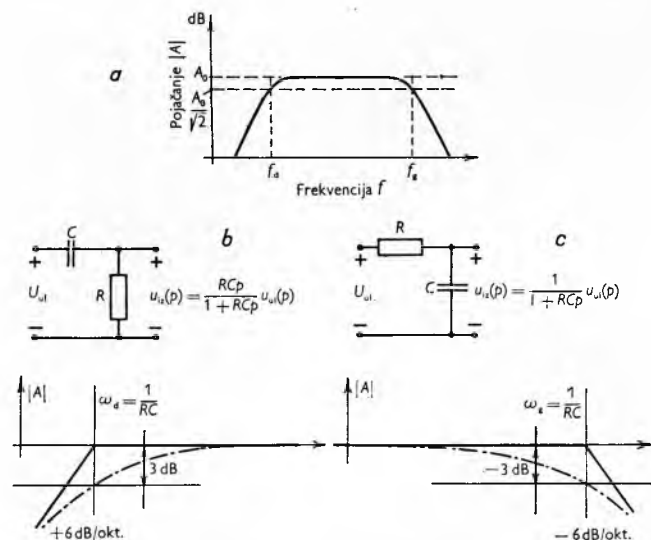
$$\omega_g = \frac{1}{RC}, \text{ odnosno } f_g = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Analitički to slijedi kao kod mreže CR iz funkcije prijenosa uz $p = j\omega$ i izračunavanje apsolutne vrijednosti pojačanja

$$\left| \frac{u_{1z}}{u_{11}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

a odavde je $\omega = \omega_g = \frac{1}{RC}$.

Analiza pojačala na niskim i visokim frekvencijama pretežno će se svoditi na analizu mreža sastavljenih od otpora i kapacitivnosti, pa je stoga vrlo značajno uočiti navedena svojstva jednostavnih mreža. U analizi će se upotrebljavati Laplaceova transformacija i Bodeov prikaz.

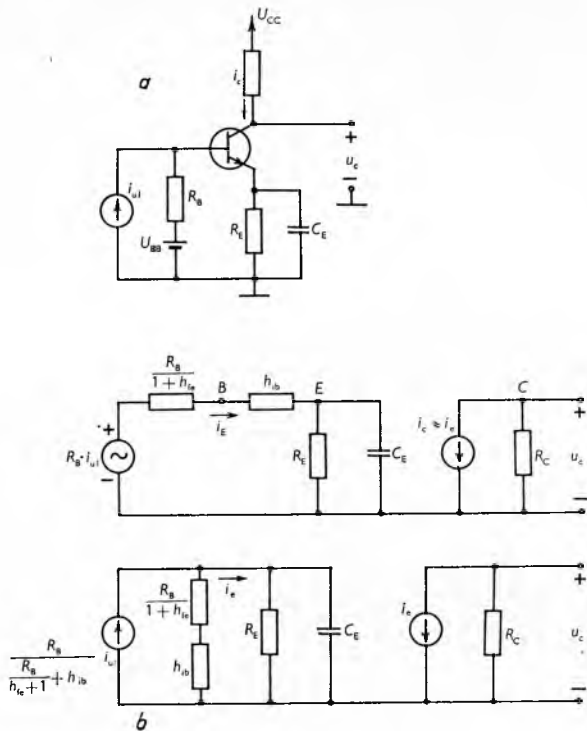


Sl. 142. Amplitudna frekvencijska karakteristika pojačala (a), b djelovanje serijskih kapacitivnosti na donje frekvencije, c djelovanje paralelnih kapacitivnosti na gornje frekvencije

Donja i gornja granična frekvencija f_d i f_g leže na donjem i gornjem kraju amplitudne frekvencijske karakteristike na mjestima gdje pojačanje padne na iznos $A_0/\sqrt{2}$.

Područje niskih, srednjih i visokih frekvencija relativan je pojam; on ovisi o vrsti pojačala i njegovoj primjeni. Područje srednjih frekvencija, tj. širina potrebnog pojasa, mora biti takvo da prenosi sve frekvencije koje sadržava korisni signal.

Tranzistorsko pojačalo na niskim frekvencijama. Utjecaj kapacitivnosti u emitterskom krugu tumači se s pomoću sl. 143. Serijske vezne kapacitivnosti ispuštene su. Promatra se samo utjecaj kapacitivnosti C_E na pojačanje pri niskim frekvencijama.



Sl. 143. Tranzistorsko pojačalo. a Shema sklopa sa zajedničkim emiterom, b nadomjesne sheme sklopa pod a

Prema nadomjesnoj shemi izračuna se strujno pojačanje:

$$A_1 = \frac{i_c}{i_{11}} \approx \frac{i_E}{i_{11}} = \frac{R_B}{R_B + h_{ie} + 1} \cdot \frac{p + \frac{1}{R_E C_E}}{p + \frac{1}{R_E \parallel \left(\frac{R_B}{h_{ie} + 1} + h_{ib} \right) C_E}}$$

U području srednjih frekvencija kapacitivnost C_E je praktički kratki spoj, pa je pojačanje

$$A_{1sr} = \frac{i_c}{i_{11}} \Big|_{f \rightarrow \infty} \approx \frac{R_B}{R_B + (h_{ie} + 1) + h_{ib}} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{ie}/R_B}$$

Obično se uzima da je

$$R_E \gg \frac{R_B}{h_{ie} + 1} + h_{ib};$$

tako izraz za A_1 ima nulu na znatno nižoj frekvenciji od one na kojoj je pol. Nula nastupa pri

$$\omega_1 = \frac{1}{R_E C_E},$$

a pol pri frekvenciji

$$\omega_2 = \frac{1}{\{R_E \parallel [R_B/(h_{ie} + 1) + h_{ib}]\} C_E}$$

Ako je $\omega_1 \ll \omega_2$, a uvrsti se $p = j\omega$, dobije se za stacionarno stanje:

$$|A_1| = A_{1sr} \frac{|j\omega + \omega_1|}{|j\omega + \omega_2|} \approx \frac{A_{1sr} \omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_2^2}}$$

Kad pojačanje padne za faktor $1/\sqrt{2}$, odnosno za 3 dB, radi se o donjoj graničnoj frekvenciji ω_d :

$$A_{1sr} \frac{\omega_d}{\sqrt{\omega_d^2 + \omega_2^2}} = \frac{A_{1sr}}{\sqrt{2}}$$

Izlazi da je $f_d \approx f_2$.

Ako ω_1 nije mnogo manje od ω_2 , može se dogoditi da su pol i nula blizu, pa uopće nema pada za 3 dB. Iz uvjeta

$$A_{1sr} \frac{\omega_d^2 + \omega_1^2}{\omega_d^2 + \omega_2^2} = \frac{A_{1sr}^2}{2}$$

izlazi da je $\omega_d = \sqrt{\omega_2^2 - 2\omega_1^2}$, a ako je $2\omega_1^2 > \omega_2^2$, onda ω_d kod kojeg pojačanje pada za 3 dB uopće ne postoji.

Bodeov prikaz prijenosne funkcije. Prijenosna funkcija može se pisati

$$A_1(j\omega) = \frac{i_c}{i_{u1}} = A_{1sr} \frac{j\omega + \omega_1}{j\omega + \omega_2} = A_{10} \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}} = |A_1| e^{j\varphi},$$

gdje je

$$A_{10} = A_{1sr} \frac{\omega_1}{\omega_2}.$$

Dalje se može izračunati amplituda i faza:

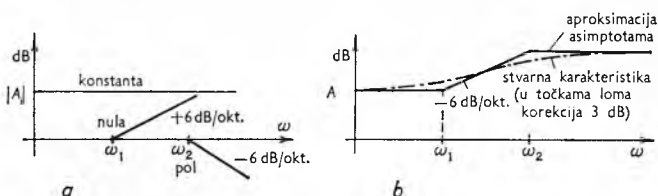
$$|A_1| = A_{10} \frac{\sqrt{1 + (\omega/\omega_1)^2}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_2)^2}}$$

$$\varphi = \arctan \frac{\omega}{\omega_1} - \arctan \frac{\omega}{\omega_2}.$$

Amplituda se obično izražava u decibelima:

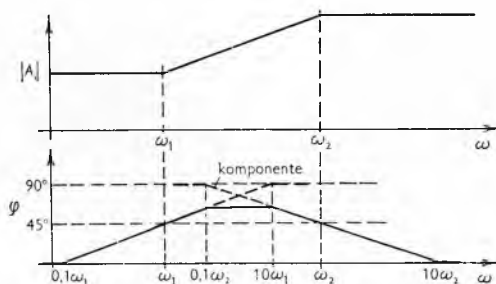
$$|A_1| = \left\{ 20 \log A_{10} + 20 \left[\log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_1} \right)^2} - \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2} \right] \right\} \text{ dB}$$

Na sl. 144 dana je amplitudna karakteristika.



Sl. 144. Utjecaj kapacitivnosti u emitorskom krugu na amplitudnu frekvencijsku karakteristiku. a Komponente, b karakteristika kao zbroj komponenta

Emitorska kapacitivnost izazvat će i zakret faze. S obzirom na to da su ω_1 i ω_2 ipak dosta blizu, situacija će biti obično kao na sl. 145, tj. zbog prekrivanja djelovanja pola i nule zakret faze bit će znatno manji od mogućih 90° .



Sl. 145. Amplitudna i fazna karakteristika pojačala u području niskih frekvencija s obzirom na blizinu frekvencija loma ω_1 i ω_2

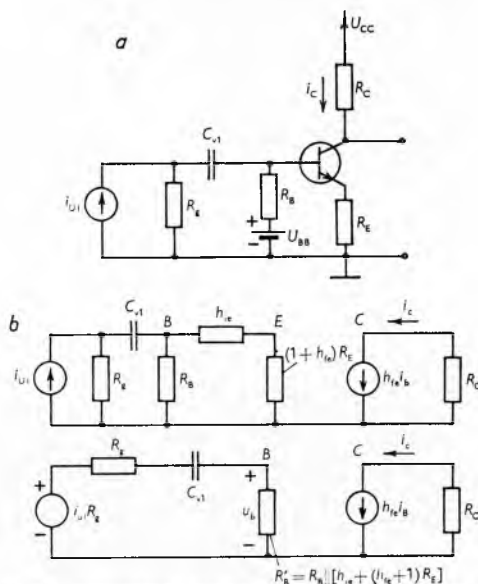
Utjecaj vezne kapacitivnosti. Izvor signala veže se na bazu obično kondenzatorom kapacitivnosti C_{v1} . Na temelju danog sklopa (sl. 146 a) može se nacrtati nadomjesna shema (sl. 146 b). Nadomjesni sklop vrijedi za nepremošteni emitorski otpor R_E , kao i za otpor R_E premošten sa C_E , ako je $\omega < 1/R_E C_E$. Ako je C_E tako veliko da se R_E može ispustiti, treba uzeti $R_E = 0$.

Strujno pojačanje sklopa iznosi

$$A_1 = \frac{i_c}{i_{u1}} = \frac{i_c}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_{u1}} \cdot \frac{u_b}{u_b} = h_{fe} \frac{1}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E} \cdot \frac{R_B R_B'}{R_B + R_B' + 1/pC_{v1}}$$

ili približno

$$A_1 \approx \frac{R_B \parallel R_B'}{h_{ie} + R_E} \cdot \frac{p}{p + 1/[(R_B + R_B')C_{v1}]}$$

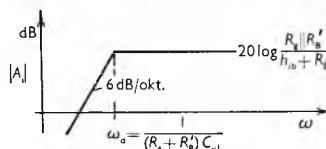


Sl. 146. Tranzistorsko pojačalo bez trošila. a Sklop s veznom kapacitivnošću na ulazu, b nadomjesne sheme sklopa pod a

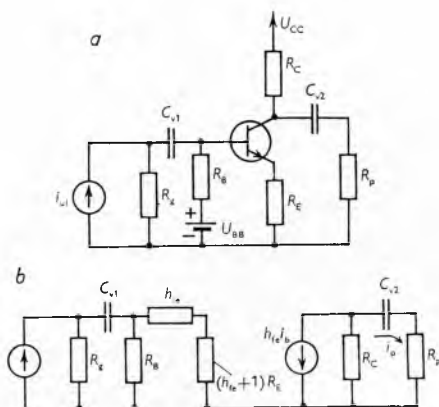
Donja granična frekvencija bit će

$$\omega_d = \frac{1}{(R_B + R_B')C_{v1}}$$

Bodeov prikaz dan je na sl. 147.



Sl. 147. Bodeov prikaz utjecaja vezne kapacitivnosti



Sl. 148. Tranzistorsko pojačalo s trošilom. a Sklop s veznom kapacitivnošću na ulazu i izlazu, b nadomjesna shema sklopa pod a

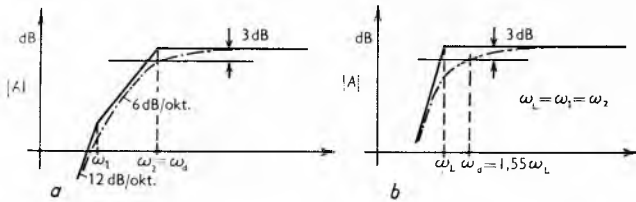
Ako je trošilo vezano na izlaz pojačala kapacitivno sa C_{v2} (sl. 148), iz nadomjesne sheme izlazi pojačanje

$$A_1 = -h_{fe} \frac{R_C}{R_C + R_P + \frac{1}{pC_{v2}}} \cdot \frac{1}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E} \cdot \frac{R_B R_B'}{R_B + R_B' + \frac{1}{pC_{v1}}}$$

što se može pojednostavniti na

$$A_1 \approx - \frac{R_C}{R_C + R_p} \frac{R_g \parallel R'_B}{h_{ib} + R_E} \cdot \frac{p}{p + \frac{1}{(R_g + R'_B) C_{v1}}} \cdot \frac{p}{p + \frac{1}{(R_C + R_p) C_{v2}}}$$

To znači da sada postoje dva neovisna pola. Ako su oni jako razmaknuti, donju graničnu frekvenciju odredit će pol na višoj frekvenciji. Ako se polovi poklapaju, korekcija će u točki loma biti 6 dB, pa će donja granična frekvencija biti na frekvenciji višoj od točke loma, i to 1,55 puta višoj (sl. 149).



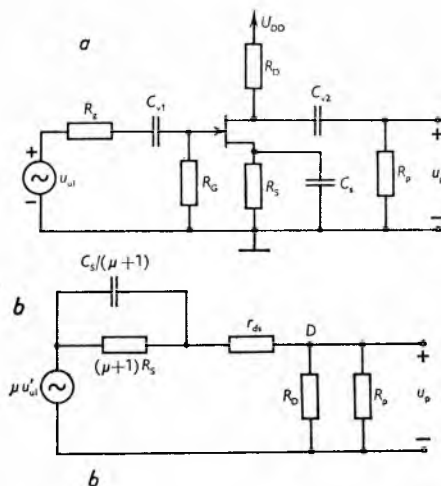
Sl. 149. Bodeov prikaz utjecaja veznih kapacitivnosti. a) Polovi su razmaknuti i lomovi se ne poklapaju, b) polovi i lomovi se poklapaju

Donja granična frekvencija u ovisnosti o polovima ω_1 i ω_2 dana je izrazom

$$\omega_d = \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2 + \sqrt{\omega_1^4 + 6\omega_1^2\omega_2^2 + \omega_2^4}}{2}}$$

Istovremeno djelovanje kapacitivnosti C_E , C_{v1} i C_{v2} pojavljuje se redovito u stvarnim pojačalima. Ovakvo složena situacija pojednostavljuje se tako da jedna od kapacitivnosti određuje donju graničnu frekvenciju, npr. C_E . Kapacitivnosti C_{v1} i C_{v2} odabiru se onda tako da lomovi koje one izazivaju u amplitudnoj karakteristici nastupaju na znatno nižim frekvencijama. Praktički C_E obično ispada znatno veći od C_{v1} i C_{v2} , s obzirom na pripadne otpore, koji zajedno s kapacitivnostima imaju određene vremenske konstante.

Pojačala s unipolarnim tranzistorima imaju će donju graničnu frekvenciju praktički određenu kapacitivnošću C_s u krugu uvida (sl. 150 a).



Sl. 150. Pojačalo s unipolarnim tranzistorom. a) Sklop za zajednički uvidom i kapacitivnom vezom na ulazu i izlazu, b) nadomjesna shema sklopa pod a. Vezne kapacitivnosti su ispuštene jer se pretpostavlja da nemaju utjecaja na donju graničnu frekvenciju

Iz nadomjesne sheme (sl. 150 b) računa se pojačanje

$$A_v = \frac{u_p}{u_{ul}} \approx -SR \frac{p + 1/R_s C_s}{p + \frac{1}{C_s \frac{R_s[(R_D \parallel R_p) + r_{ds}]}{(\mu + 1)R_s + r_{ds} + (R_D \parallel R_p)}}}$$

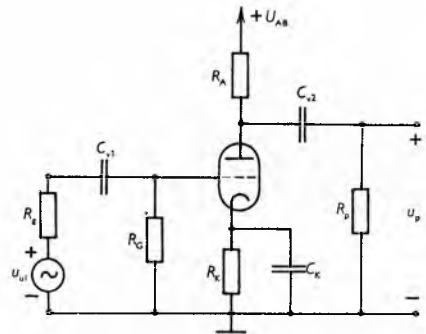
gdje je $R = r_{ds} \parallel R_D \parallel R_p$. Za područje srednjih frekvencija pojačanje će biti $A_{vss} \approx -SR$.

Ako se uzme da su pol i nula dovoljno razmaknuti, tj. da je $\omega_d \gg 1/R_s C_s$, bit će donja granična frekvencija:

$$\omega_d = \frac{1}{C_s R_s \frac{r_{ds} + (R_D \parallel R_p)}{(\mu + 1)R_s + r_{ds} + (R_D \parallel R_p)}}$$

Sa serijskim kapacitivnostima vremenske konstante čine znatno veći otpori, tj. one iznose $C_{v1}(R_g + R_g)$ i $C_{v2}[R_p + (r_{ds} \parallel R_D)]$, tako da nemaju utjecaja na donju graničnu frekvenciju. Do utjecaja bi došlo tek ako uopće ne bi bilo kapacitivnosti C_s . Uz postojeći C_s , kapacitivnosti C_{v1} i C_{v2} mogu biti i nekoliko desetaka puta manje od C_s , a da nemaju nikakvog utjecaja na donju graničnu frekvenciju. Vrlo niske donje granične frekvencije zahtijevaju vrlo velike iznose C_s , pa se katkada C_s i ispušta. Tada je pojačanje smanjeno, a graničnu frekvenciju određuju vezne kapacitivnosti.

Pojačala s elektronkom na niskim frekvencijama. Nadomjesni sklop pojačala s elektronkom u potpunosti odgovara nadomjesnom sklopu pojačala s unipolarnim tranzistorom. Jedino se u sklopovima s elektronkama primjenjuju viši naponi napajanja. Stoga će za jednake struje u krugu anode biti upotrijebljen znatno veći otpor nego u krugu odvoda.



Sl. 151. Pojačalo s triodom u spoju zajedničke katode s kapacitivnim vezom na ulazu i izlazu

Za sklop s triodom (sl. 151), ako graničnu frekvenciju određuje kapacitivnost C_k , bit će donja granična frekvencija

$$\omega_d = \frac{1}{R_k C_k \frac{r_u + (R_A \parallel R_p)}{(\mu + 1)R_k + r_u + (R_A \parallel R_p)}}$$

Granične frekvencije koje bi davali vezni kondenzatori bile bi

$$\frac{1}{C_{v1}(R_g + R_g)} \text{ i } \frac{1}{C_{v2}R_p}$$

Vidi se da otpori u ta dva razlomka imaju znatno veće iznose nego otpor u prvom izrazu, gdje vremensku konstantu sa C_k čini otpor R_k množen s faktorom znatno manjim od jedinice. Praktički, ako je C_k veći od C_{v1} i C_{v2} za jedan, pa i dva reda veličine, još uvijek će on određivati donju graničnu frekvenciju, a ne vezni kondenzatori.

Ako je kao elektronka upotrijebljena pentoda, izraz za donju graničnu frekvenciju može se pojednostavniti na

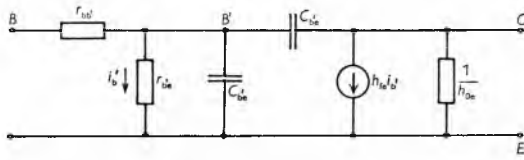
$$\omega_d = \frac{1}{C_k \frac{R_k}{1 + SR_k}}$$

što dovodi do sličnih zaključaka kao kod triode. Kod pentode na pojačanje kod niskih frekvencija djeluje i kapacitivnost u krugu zakrilne rešetke.

Pojačalo s vezom RC na visokim frekvencijama

Tranzistorsko pojačalo na visokim frekvencijama. Za analizu takvog pojačala pri visokim frekvencijama pogodan je nadomjesni sklop II tranzistora (sl. 152). Ovdje je B bazni priključak (izvod), a B' je spojište baze. Između ove dvije točke nalazi se otpor $r_{bb'}$ veličine $10 \dots 50 \Omega$, direktno proporcionalan širini baze. U visokofrekventnim tranzistorima baza je uža, pa je

i $r_{bb'}$ manji. Otpor baza-emiter $r_{b'e}$ znatno je veći od otpora $r_{bb'}$ i praktički se vrlo malo razlikuje od do sada upotrebljavanog otpora h_{ie} . Stvarno je $h_{ie} = r_{bb'} + r_{b'e} \approx r_{bb'} + 0,025 h_{fe}/I_{E0}$ za $T = 300$ K.



Sl. 152. Hibridni nadomjesni sklop II za tranzistor u spoju zajedničkog emitera

Granična frekvencija. Ako se izlazne stezaljke C i E nadomjesnog sklopa (sl. 152) kratko spoje, može se (prema jednadžbi na str. 522) izračunati gornja granična frekvencija pri kojoj strujno pojačanje padne za 3 dB:

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} \approx \frac{1}{2\pi r_{b'e} C_{b'e}}$$

jer je $C_{b'e} \gg C_{b'c}$.

Katkad se kao granična frekvencija uzima ona frekvencija pri kojoj strujno pojačanje u spoju zajedničkog emitera padne na jedinicu. Strujno pojačanje za kratko spojeni kolektorski krug je prema tabl. 2 (1-a)

$$A_i = \frac{i_c}{i_{u1}} = - \frac{h_{fe}}{1 + j\omega/\omega_\beta}$$

Pojačanje bit će jednako jedinici pri *transzitoj frekvenciji* f_T :

$$f_T = f_\beta \sqrt{h_{fe}^2 - 1} \approx f_\beta \cdot h_{fe}$$

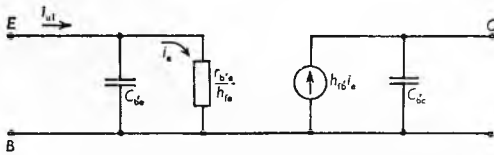
Za spoj zajedničke baze iz nadomjesnog sklopa (sl. 153) izlazi za strujno pojačanje pri kratkom spoju

$$A_i \approx \frac{h_{fb}}{1 + j\omega/h_{fe}\omega_\beta}$$

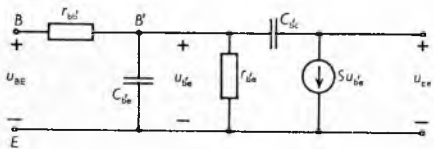
Pojačanje pada za 3 dB pri frekvenciji

$$f_a = h_{fe} f_\beta$$

Vidi se da je u stvari $f_a \approx f_T$. Eksperimentalno je, međutim, nađeno da je $f_a = (1 + \lambda) f_T$, gdje je λ empirijski faktor iznosa od 0,2 do 1; tipična vrijednost λ iznosi 0,4.



Sl. 153. Nadomjesni sklop tranzistora za spoj zajedničke baze



Sl. 154. Nadomjesni sklop II za spoj zajedničkog emitera uz upotrebu naponskih izvora

Ponekad je prikladnije raditi s naponski upravljanim izvorima (sl. 154). Tada je

$$h_{fe} i_b = h_{fe} \frac{u_{b'e}}{r_{b'e}} = S u_{b'e}$$

$$S = \frac{h_{fe}}{r_{b'e}} \approx \frac{I_{E0}}{0,025} = 40 I_{E0} \text{ pri } T = 300 \text{ K.}$$

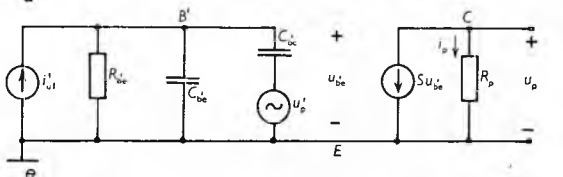
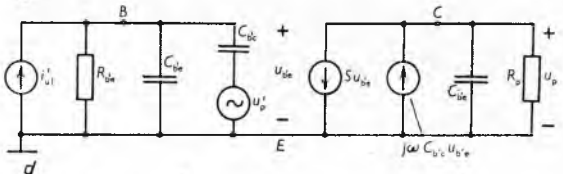
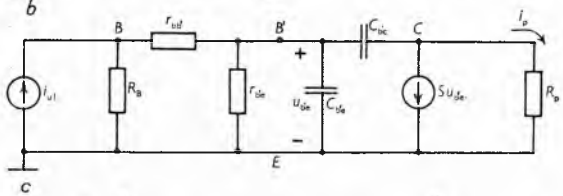
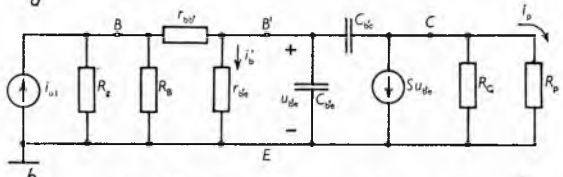
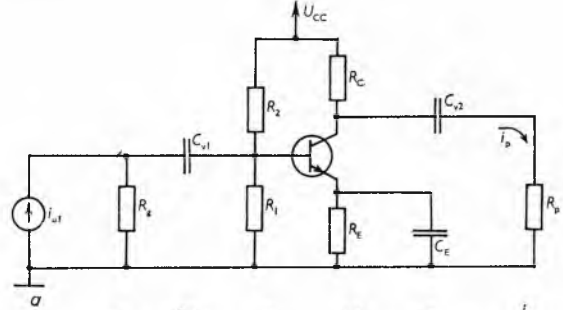
Sklop sa zajedničkim emiterom (sl. 155 a). Za analizu tog sklopa treba nacrtati nadomjesni sklop (sl. 155 b). Nakon toga izvršeno je pojednostavnjenje (sl. 155 c) tako da R_B zamjenjuje $R_B \parallel R_B$ i R_p zamjenjuje $R_C \parallel R_p$. Ovakav sustav je u stvari pojačalo s naponskom serijskom negativnom povratnom vezom. U tu svrhu

prikladno je dalje modificirati nadomjesnu shemu (sl. 155 d). U ovoj je shemi

$$i_{u1}' = i_{u1} \frac{R_B}{R_C + r_{bb'}} \approx i_{u1} \text{ i } R_{b'e} = r_{b'e} \parallel (R_B + r_{bb'})$$

Ako se još pretpostavi da je $\frac{1}{\omega C_{b'e}} \gg R_p$ i $\omega C_{b'e} \ll S$ u

području frekvencija koje se promatraju, dobije se još nešto jednostavnija nadomjesna shema (sl. 155 e).



Sl. 155. Pojačalo sa zajedničkim emiterom. a Shema sklopa, b nadomjesna shema sklopa za područje visokih frekvencija dobivena uz potrebu nadomjesnog II sklopa za tranzistor; c, d, e pojednostavnjenja i modifikacije nadomjesnog sklopa

Pojačanje u petlji povratne veze bit će

$$\beta A = \frac{u_p}{u_p'} \bigg|_{i_{u1}'=0} = \frac{u_p}{u_{b'e}} \cdot \frac{u_{b'e}}{u_p'} = -S R_p \frac{j\omega R_{b'e} C_{b'e}}{1 + j\omega R_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})}$$

Ulazna admitancija bez povratne veze je

$$Y_{0u1} = \frac{i_{u1}'}{u_{b'e}} \bigg|_{u_p'=0} = \frac{1}{R_{b'e}} + j\omega (C_{b'e} + C_{b'c}),$$

a s povratnom vezom

$$Y_{u1} = Y_{0u1} (1 - \beta A) = \frac{1}{R_{b'e}} + j\omega [C_{b'e} + (1 + S R_p) C_{b'c}].$$

Ulazna kapacitivnost porasla je prema tome za tzv. Millerovu kapacitivnost

$$C_M = (1 + S R_p) C_{b'c}.$$

Za trošilo impedancije Z_p ona iznosi $C_M = (1 + S Z_p) C_{b'c}$. Ovo povećanje ulazne kapacitivnosti uzrokovano djelovanjem rasipnih kapacitivnosti zove se *Millerov efekt*. On značajno utječe na svojstva pojačala pri visokim frekvencijama kako tranzistor-

skim tako i u sklopovima s elektronkama. Uslijed te pojave smanjuje se gornja granična frekvencija, jer tzv. Millerova kapacitivnost znatno uvećava ukupnu paralelnu kapacitivnost. Ako impedancija trošila nije čisto omska, može realna komponenta ulazne vodljivosti postati negativna i izazvati oscilacije.

Izlazna admitancija za dani sklop bit će

$$Y_{iz} = \frac{1}{R_p} (1 - \beta A).$$

$$Y_{iz} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{\frac{C_{b'e} + C_{b'e}}{S} + \frac{1}{j\omega S R_{b'e} C_{b'e}}} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}}.$$

Ako se još iz nadomjesne sheme (sl. 155 e) izračuna strujno pojačanje za kratki spoj

$$A_1|_{R_p=0} = \frac{i_{iz}}{i_{ul}} = \frac{i_{iz}}{u_{b'e}} \cdot \frac{u_{b'e}}{i_{ul}} = - \frac{S R_{b'e}}{1 + j\omega R_{b'e}(C_{b'e} + C_M)},$$

može se nacrtati novi nadomjesni sklop (sl. 156).

Najjednostavniji nadomjesni sklop dobije se ako se u shemi na sl. 156 izlazni krug prikaže kao na slici 155 e. Takav se sklop onda može upotrijebiti samo za računanje pojačanja i ulazne impedancije. Pojačanje će biti

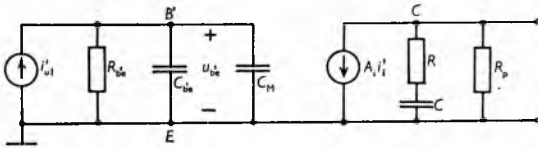
$$A = \frac{A_1}{1 - \beta A_1} = \frac{i_p}{i_{ul}} = - \frac{S R_{b'e}}{1 + j\omega R_{b'e}(C_{b'e} + C_M)}.$$

U području srednjih frekvencija pojačanje će biti

$$A_{sr} = -S R_{b'e}.$$

Strujno pojačanje past će za 3 dB pri frekvenciji

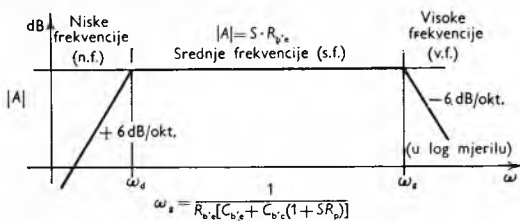
$$f_s = \frac{1}{2\pi R_{b'e}(C_{b'e} + C_M)}.$$



Sl. 156. Nadomjesni sklop pojačala sa zajedničkim emiterom na visokim frekvencijama dobiven na temelju analize sklopa na sl. 155 e. C_M Millerova kapacitivnost

Vidi se da Millerova kapacitivnost bitno utječe na gornju graničnu frekvenciju.

Bodeov prikaz (v. str. 514) frekvencijske karakteristike pojačanja tranzistorskog pojačala dan je na sl. 157.



Sl. 157. Bodeov prikaz frekvencijske karakteristike pojačanja tranzistorskog pojačala

Emitorsko sljedilo na visokim frekvencijama. Da bi se emitorskim sljedilom ostvarilo pojačanje što bliže jedinici i postigao što veći ulazni otpor (sl. 158 a), odabire se otpor R_s što manji, a R_E što veći. Ako je R_E vrlo velik, on se može zanemariti. U području srednjih frekvencija vrijede za ulaznu i izlaznu impedanciju i pojačanje izrazi

$$Z_{ul} = h_{ie} + (h_{ie} + 1) R_E' \approx h_{ie} R_E', \text{ gdje je } R_E' = R_E \parallel R_p;$$

$$Z_{iz} \approx \frac{R_s + h_{ie}}{h_{ie} + 1} = \frac{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}}{h_{ie} + 1},$$

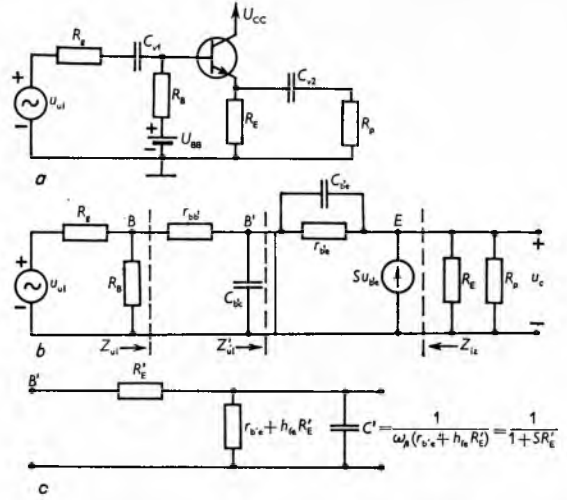
$$A_v = \frac{u_o}{u_{ul}} \approx 1.$$

Za područje visokih frekvencija iz nadomjesne sheme (sl. 158 b) izlazi za ulaznu impedanciju u spojištu

$$Z_{ul}' = R_E' + \frac{r_{b'e} + h_{ie} R_E'}{1 + p/\omega\beta},$$

pa se izlazni dio sklopa može prikazati prema sl. 158 c, gdje je

$$C' = \frac{1}{\omega\beta(r_{b'e} + h_{ie} R_E')} = \frac{C_{b'e}}{1 + S R_E'}.$$



Sl. 158. Emitorsko sljedilo. a Shema sklopa, b nadomjesni sklop za područje visokih frekvencija, c prikaz izlaznog dijela nadomjesnog sklopa

Ovom dijelu sklopa treba dodati ulazni dio. Ako se kod toga uz pretpostavku $R_E' \ll r_{b'e} + h_{ie} R_E'$ zanemari R_E' , dobiva se frekvencija ω_1 pri kojoj ulazna impedancija padne na 0,707 ($= 1/\sqrt{2}$) svoje vrijednosti na srednjim frekvencijama:

$$\omega_1 \approx \frac{1}{(r_{b'e} + h_{ie} R_E')(C_{b'e} + C')}.$$

U području vrlo visokih frekvencija ulazna impedancija pada na iznos $Z_{ul} \approx r_{bb'}$, što se vidi iz nadomjesne sheme na sl. 158 b.

Izlazna impedancija emitorskog sljedila iznosi približno

$$Z_{iz} \approx \frac{r_{b'e} + R_s + r_{bb'}}{h_{ie} + 1} \cdot \frac{1 + p C_{b'e} [r_{b'e} \parallel (R_s + r_{bb'})]}{(1 + p/\omega_T)(1 + p/\omega_1)},$$

gdje je $\omega_1 = 1/[(R_s \parallel r_{bb'}) \cdot C_{b'e}]$, a ω_T tranzitna kružna frekvencija.

Ako je unutarnji otpor izvora R_s znatno manji od $r_{b'e}$, nula u izrazu za Z_{iz} nastupa pri frekvenciji višoj od ω_β , ali nižoj od ω_1 . Tu izlazna impedancija raste iznad vrijednosti u području srednjih frekvencija. Na znatno višim frekvencijama prevladava utjecaj polova i izlazna impedancija pada.

Pojačanje napona je prema nadomjesnoj shemi (sl. 158 b)

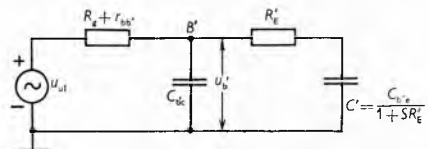
$$A_v = \frac{u_o}{u_{ul}} = \frac{u_o}{u_{b'e}} \cdot \frac{u_{b'e}}{u_{ul}}.$$

Za visoke frekvencije može se nadomjesna shema pojednostavniti (sl. 159) jer je impedancija kapacitivnosti C' manja od $r_{b'e} + h_{ie} R_E'$. Iz sheme je

$$\frac{u_{b'e}}{u_{ul}} = (1 + p R_E' C') / [1 + p [(R_E' + R_s + r_{bb'}) C' + (R_s + r_{bb'}) C_{b'e}] + p^2 R_E' C' (R_s + r_{bb'}) C_{b'e}],$$

a odnos $u_o/u_{b'e}$ približno je jednak jedinici za sve frekvencije.

Praktički smanjenje ulazne impedancije nastupa obično prije frekvencije ω_β (pol pri ω_1). Izlazna impedancija počinje rasti

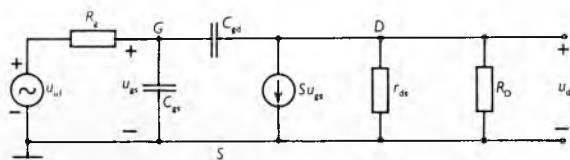


Sl. 159. Pojednostavnjena nadomjesna shema emitorskog sljedila za područje visokih frekvencija

iznad ω_β , a zatim pri frekvenciji reda veličine ω_T opet počinje padati. Pad pojačanja nastupa pri frekvenciji ω_β , ali prije ω_T .

U emitorskom sljedilu može doći do oscilacija vrlo visoke frekvencije kao posljedice rasipnih kapacitivnosti između emitera i mase i unutarnje impedancije izvora napajanja, kad kolektor nije dobro uzemljen. Oscilacije se mogu ukloniti povećanjem R_g , što smanjuje pojačanje, ili dodavanjem malog induktiviteta u seriju sa R_g , koji dolazi do izražaja baš kad treba, tj. na vrlo visokim frekvencijama.

Pojačalo s unipolarnim tranzistorom na visokim frekvencijama u sklopu sa zajedničkim uvodom bilo je prikazano na sl. 46 a. Na visokim frekvencijama prikladno je upotrijebiti hibridni nadomjesni sklop II (sl. 160). Kapacitivnosti C_{gs} i C_{gd} po svom karakteru odgovaraju kapacitivnosti $C_{b'e}$ kod bipolarnih tranzistora, jer se radi o reverzno polariziranom PN-spoju. S obzirom na to da je napon U_{GD} znatno veći od napona U_{GS} , kapacitivnost C_{gd} manja je od C_{gs} , obično za jedan red veličine.



Sl. 160. Nadomjesna shema pojačala sa zajedničkim uvodom za područje visokih frekvencija dobivena uz upotrebu nadomjesnog sklopa II za tranzistor

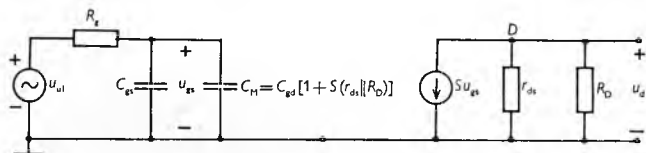
Sada treba provesti postupak kao za pojačalo s bipolarnim tranzistorom. Millerova kapacitivnost bit će (v. str. 525)

$$C_M = C_{gd} [1 + S(r_{ds} \parallel R_D)],$$

što vrijedi za frekvencije

$$\omega \ll \frac{1}{C_{gd}(r_{ds} \parallel R_D)}, \quad \omega \ll \frac{S}{C_{gd}}.$$

U nadomjesnom sklopu može se ukloniti povratna veza (sl. 161).



Sl. 161. Nadomjesni sklop pojačala sa zajedničkim uvodom i eliminiranom povratnom vezom. C_M Millerova kapacitivnost

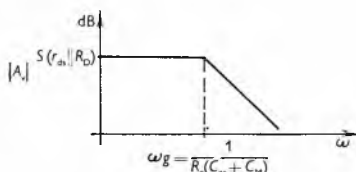
Naponsko pojačanje je prema tabl. 2 (4-b)

$$A_v = \frac{u_d}{u_{ul}} = -S(r_{ds} \parallel R_D) \frac{1}{1 + j\omega R_g(C_{gs} + C_M)},$$

a gornja granična frekvencija je

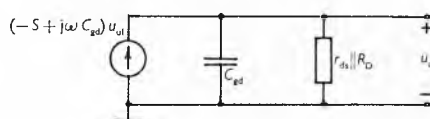
$$\omega_g = \frac{1}{R_g(C_{gs} + C_M)}.$$

Na sl. 162 dan je Bodeov prikaz amplitudne frekvencijske karakteristike pri visokim frekvencijama.



Sl. 162. Bodeov prikaz frekvencijske karakteristike pojačanja pojačala s unipolarnim tranzistorom u spoju zajedničkog ulaza za područje visokih frekvencija

Ako izvor signala u_{ul} nema unutarnjeg otpora ($R_g = 0$), treba poći od nadomjesne sheme na sl. 160, a jer je $u_{gs} = u_{ul}$, ispušta se C_{gs} . Za graničnu frekvenciju ovakvog nadomjesnog sklopa (sl. 163) dobije se $\omega_g = 1/[C_{gd}(r_{ds} \parallel R_D)]$.



Sl. 163. Nadomjesni sklop pojačala sa zajedničkim uvodom za slučaj idealnog naponskog izvora signala na ulazu

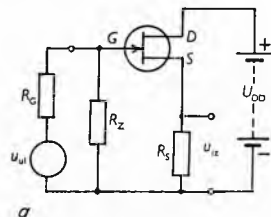
Pojačalo sa zajedničkim odvodom (uvodsko sljedilo, sl. 164a) Iz nadomjesnog sklopa (sl. 164b) računa se ulazna impedancija:

$$Z_{ul}' = \frac{u_{gd}}{i} = (r_{ds} \parallel R_S) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} [1 + S(r_{ds} \parallel R_S)].$$

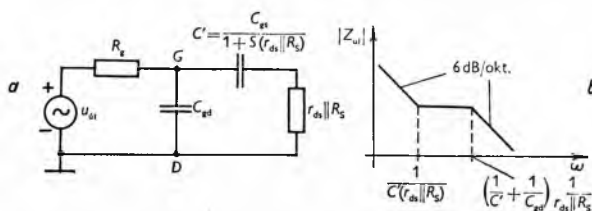
To znači da se nadomjesni sklop, što se tiče ulazne impedancije, može prikazati prema sl. 165 a. Ulazna impedancija bila bi prema ovom nadomjesnom sklopu

$$Z_{ul} = \frac{1}{j\omega C_{gd}} \cdot \frac{1 + \frac{1}{j\omega C' (r_{ds} \parallel R_S)}}{1 + \frac{1}{j\omega (r_{ds} \parallel R_S)} \left(\frac{1}{C'} + \frac{1}{C_{gd}} \right)},$$

a Bodeov prikaz dan je na sl. 165 b.



Sl. 164. Uvodsko sljedilo, sklop sa zajedničkim odvodom. a) Shema sklopa, b) nadomjesni sklop za područje visokih frekvencija



Sl. 165. Nadomjesni sklop uvodskog sljedila za računanje ulazne impedancije (a) i Bodeov prikaz frekvencijske karakteristike ulazne impedancije (b)

Izlazna impedancija računa se iz nadomjesne sheme (sl. 164 b):

$$Z_{iz}' = \frac{u_s}{i_{iz}} \Big|_{u_{ul}=0} = \frac{1}{S} \frac{1 + j\omega(C_{gd} + C_{gs})R_g}{(1 + j\omega C_{gs}/S)(1 + j\omega R_g C_{gd})}.$$

Ako je unutarnji otpor izvora zanemarljiv ($R_g = 0$), izlazni otpor jednak je $1/S$, a pri frekvenciji $\omega_1 = S/C_{gs}$ umanjen je za 3 dB.

Naponsko pojačanje određuje se također iz nadomjesne sheme (sl. 164) pomoću jednadžbi petlji:

$$\frac{u_s}{u_g} = \frac{S(r_{ds} \parallel R_S)}{1 + S(r_{ds} \parallel R_S)} \cdot \frac{1 + j\omega C_{gs}/S}{1 + j\omega C_{gs} \frac{r_{ds} \parallel R_S}{1 + S(r_{ds} \parallel R_S)}} \approx 1,$$

jer je $S(r_{ds} \parallel R_S) \gg 1$.

Ukupno pojačanje je

$$A_v = \frac{u_s}{u_g} \cdot \frac{u_g}{u_{ul}}.$$

Za određivanje odnosa u_g/u_{ul} prikladna je shema na sl. 165 a, s time da se kod frekvencija $\omega \ll S/C_{gs}$ može ispustiti otpor

$r_{ds} \parallel R_s$, a kod frekvencija $\omega \gg S/C_{gs}$ može se ispustiti kapacitivnost C' , tako da je

$$\frac{u_g}{u_{ul}} \approx \frac{1}{1 + j \omega R_g \{C_{gsd} + C_{gs} / [1 + S(r_{ds} \parallel R_s)]\}}$$

odnosno

$$\frac{u_g}{u_{ul}} \approx \frac{1}{R_g} \cdot \frac{R_g \parallel r_{ds} \parallel R_s}{1 + j \omega C_{gsd} (R_g \parallel r_{ds} \parallel R_s)}$$

Ako $R_g \rightarrow 0$, odnos $u_g/u_{ul} \rightarrow 1$ neovisno o frekvenciji.

Graničnu frekvenciju obično praktički određuje unutarnji otpor izvora s kapacitivnošću C_{gsd} , tj. $\omega_s \approx 1/R_g C_{gsd}$.

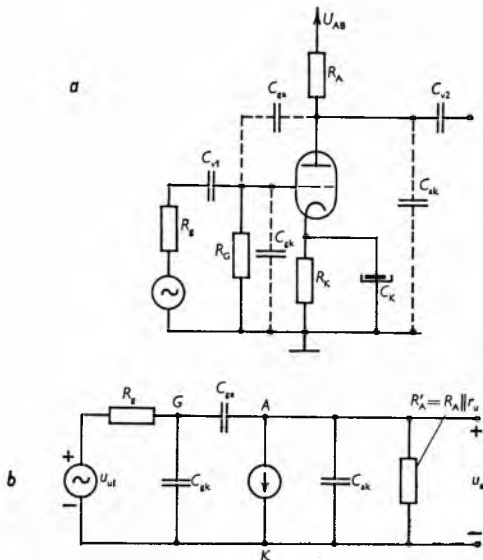
Pojačalo s elektronkom na visokim frekvencijama.

Svojstva pojačala s elektronkom dobivaju se na temelju hibridnog nadomjesnog sklopa II (sl. 166). Ovdje su uključene parazitne kapacitivnosti elektronke C_{gk} (tipično 5 pF), C_{ak} (tipično 1 pF) i C_{gs} (za triodu tipično 2 pF, a za pentodu 0,01 pF, tj. zanemarljivo). Ovim se kapacitivnostima mogu dodati i eventualne druge rasipne kapacitivnosti (podnožja, dovoda itd.).

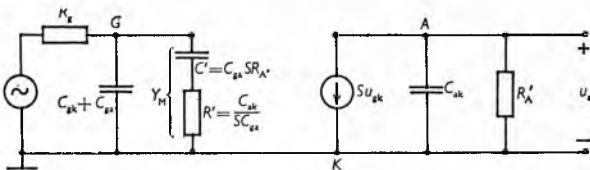
Iz sl. 166 vidi se da se radi o sustavu s povratnom vezom preko C_{gs} , za koji se može načiniti ekvivalentna shema (sl. 167) za sklop s triodom. Ovdje je Millerova admittancija:

$$Y_M = j \omega C_M = j \omega C_{gs} + \frac{1}{\frac{1}{j \omega C_{gs} S R'_A} + \frac{C_{ak}}{S C_{gs}}}$$

Kod pentode Millerov efekt je zanemarljiv.



Sl. 166. Pojačalo s triodom u spoju zajedničke katode. a) Shema sklopa, b) nadomjesna shema sklopa za područje visokih frekvencija dobivena uz upotrebu hibridnog nadomjesnog sklopa II triode



Sl. 167. Nadomjesna shema pojačala sa zajedničkom katodom s eliminiranom povratnom vezom. Y_M Millerova admittancija

Prikazani nadomjesni sklop (sl. 167) vrijedi dok je

$$\left| \frac{1}{\omega C_{gs}} \right| \gg \left| \frac{R'_A}{1 + j \omega R'_A C_{ak}} \right| \text{ i } \omega C_{gs} \ll S.$$

Na pojačanje napona pojačala s elektronkom utječe pol koji čine elementi u izlaznom krugu

$$\omega_{1z} = \frac{1}{R'_A C_{ak}},$$

gdje je $R'_A = R_A \parallel r_u$.

Ovaj se pol obično nalazi na znatno višim frekvencijama od pola koji je rezultat djelovanja elemenata ulaznog kruga. Na frekvencijama $\omega < \omega_{1z}$ je $R' < \frac{1}{\omega C'}$. Ako se stoga R' zanemari, ostaje samo Millerova kapacitivnost

$$C_M \approx C_{gs} (1 + S R'_A).$$

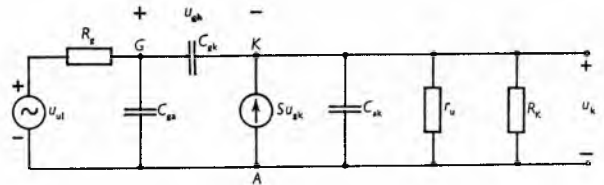
Za frekvencije $\omega < \omega_{1z}$ pojačanje je prema tabl. 2 (b-7)

$$A_v = \frac{u_a}{u_{ul}} = -S R'_A \frac{1}{1 + j \omega R_g (C_{gs} + C_M)},$$

a granična frekvencija je

$$\omega_s = \frac{1}{R_g (C_{gs} + C_M)}.$$

Katodno sljedilo na visokim frekvencijama može se analizirati kao i uvodsko sljedilo. Nadomjesna shema dana mu je na sl. 168.



Sl. 168. Nadomjesna shema katodnog sljedila za područje visokih frekvencija

I ovdje (slično emitterskom sljedilu) može doći do nestabilnosti zbog kapacitivnosti C_{ak} , rasipnih kapacitivnosti i unutarnjeg otpora izvora napajanja.

Višestepena pojačala na visokim frekvencijama. Određivanje granične frekvencije u višestepenih pojačala otežano je zbog interakcije stupnjeva. Treba ići od izlaznog stupnja prema ulaznom stupnju. Razmak između donje i gornje granične frekvencije obično je dovoljno velik da se pojave na visokim frekvencijama mogu promatrati potpuno odvojeno od pojava na niskim frekvencijama. Na sl. 169 a-e prikazano je kako se od sheme dvostepenog tranzistorskog pojačala postepeno dolazi do konačne nadomjesne sheme. Millerova admittancija gledana iz prvog stupnja iznosi

$$Y_M = p C_{b'e} + \frac{1}{\frac{1}{p C_{b'e} S R_2} + \frac{C_2}{S C_{b'e}}}$$

i predočena je u konačnoj nadomjesnoj shemi. Sve su komponente neovisne o frekvenciji.

Strujno pojačanje dvostepenog pojačala bit će

$$A_1 = \frac{i_p}{i_{u1}} = \frac{i_p}{u_{b'2}} \cdot \frac{u_{b'2}}{u_{b'1}} \cdot \frac{u_{b'1}}{i_{u1}},$$

$$A_1 \approx \frac{-S R_{c2} + R_1 \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)}{\frac{R_{c2} + R_p}{1 + \frac{p}{\omega_2}} \cdot \frac{1}{1 + p \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2}\right)} + \frac{p^2 (C_{b'e} + C_{b'e'})}{\omega_1 \omega_2 C_1}}.$$

U ovom se izrazu kratak članovi brojnika i nazivnika $1 + p/\omega_2$. Veličine s novim oznakama jesu

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}, \quad \omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2} \text{ i } C_1 = C_{b'e} + (1 + S R_2) C_{b'e'}.$$

Granična frekvencija pri kojoj pojačanje pada za 3 dB može se dobiti iz nazivnika izraza za strujno pojačanje

$$\left(1 - \frac{\omega_s^2}{\omega_1 \omega_2} \cdot \frac{C_{b'e} + C_{b'e'}}{C_1}\right)^2 + \omega_s^2 \left(\frac{1}{\omega_1} + \frac{1}{\omega_2}\right)^2 = 2.$$

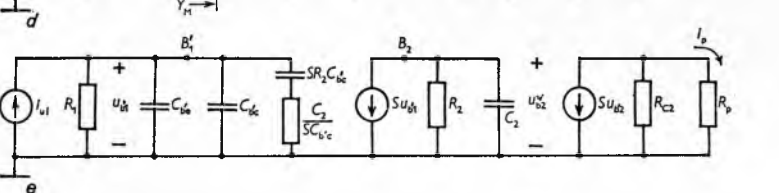
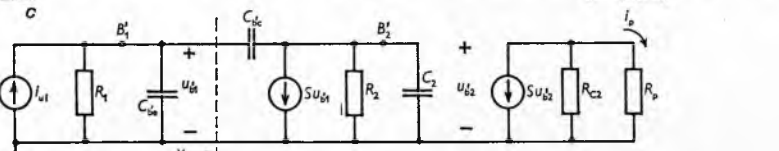
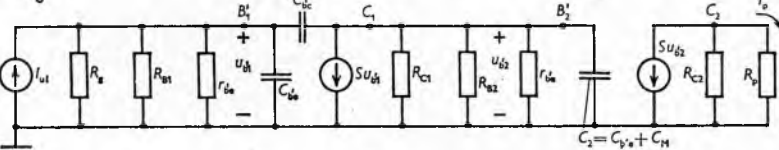
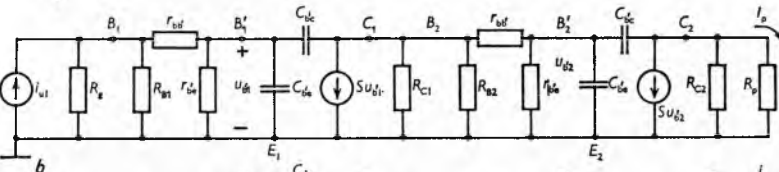
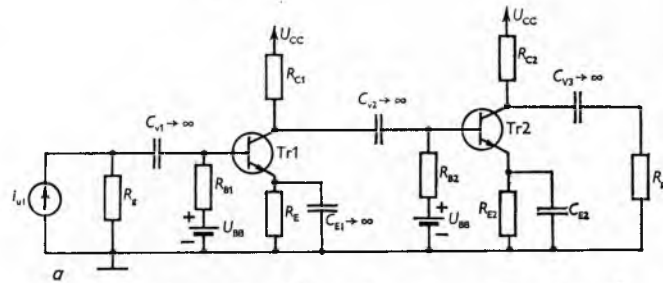
Rješenje jednadžbe glasi:

$$\omega_s^2 = \frac{\omega_1 \omega_2}{2 \gamma^2} \left\{ - \left[\frac{\omega_2}{\omega_1} + \frac{\omega_1}{\omega_2} + 2(1 - \gamma) \right] + \sqrt{\left[\frac{\omega_2}{\omega_1} + \frac{\omega_1}{\omega_2} + 2(1 - \gamma) \right]^2 + 4 \gamma^2} \right\},$$

gdje je $\gamma = (C_{b'e} + C_{b'e'})/C_1$.

Ako se u izrazu za pojačanje A_1 stavi $p = j\omega = 0$, dobije se pojačanje za srednje frekvencije

$$A_{\text{sr}} = \frac{S^2 R_{c2}}{R_{c2} + R_p} \cdot R_1 R_2.$$



Sl. 169. Dvostepeno tranzistorsko pojačalo. a Shema, b nadomjesni sklop za visoke frekvencije, c pojednostavljeni nadomjesni sklop ($r_{b'e} \approx 0$ izračunata Millerova kapacitivnost drugog stupnja), d daljnje pojednostavljenje uz

$$C_2 = C_{b'e} + C_M = C_{b'e} + C_{b'e} [1 + S(R_D \parallel R_C)]$$

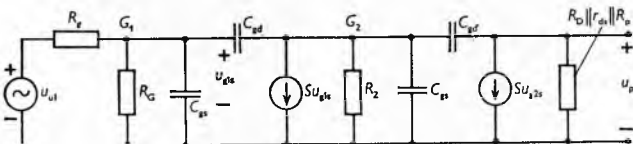
$$R_2 = R_{C1} \parallel R_{B2} \parallel r_{b'e} \text{ i } R_1 = R_E \parallel R_{B1} \parallel r_{b'e},$$

e konačni nadomjesni sklop

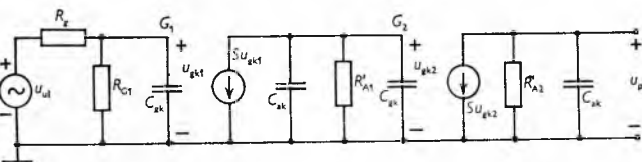
Ako se radi o dvostepenom pojačalu s unipolarnim tranzistorima mogu se primijeniti rezultati dobiveni za sklop s bipolarnim tranzistorima. To je vidljivo iz nadomjesne sheme (sl. 170), s time da treba uzeti

$$R_1 = R_E \parallel R_G, \quad R_2 = R_D \parallel r_{ds} \parallel R_G,$$

$$C_1 = C_{gs} + C_{gd} [1 + S(r_{ds} \parallel R_G)],$$



Sl. 170. Nadomjesna shema dvostepenog pojačala s unipolarnim tranzistorima za područje visokih frekvencija



Sl. 171. Nadomjesna shema dvostepenog pojačala s pentodama za područje visokih frekvencija

$$C_2 = C_{gs} + C_{gd} [1 + S(r_{ds} \parallel R_D \parallel R_p)].$$

Slična je situacija ako se radi o dvostepenom pojačalu s triodama.

Ako se radi o dvostepenom pojačalu s pentodama, nadomjesni sklop (sl. 171) bitno se razlikuje od prethodnih sklopova jer je Millerov efekt zanemarljiv. Pojačanje se računa pomoću nadomjesne sheme:

$$A_v = \frac{u_p}{u_{g2}} \cdot \frac{u_{g2}}{u_{g1}} \cdot \frac{u_{g1}}{u_{i1}},$$

$$A_v = \frac{-S R_{A2}'}{1 + p C_{sk} R_{A2}'} \cdot \frac{-S R_{A1}'}{1 + p (C_{sk} + C_{gk}) R_{A1}'} \times$$

$$\times \frac{1}{R_g} \cdot \frac{R_g \parallel R_{G1}}{1 + p C_{gk} (r_u \parallel R_{G1})},$$

gdje je $R_{A1}' = R_{A1} \parallel r_{u1} \parallel R_{G2}$ i $R_{A2}' = R_{A2} \parallel r_{u2} \parallel R_p$.

Pojačanje u području srednjih frekvencija dobije se za $p = j\omega = 0$:

$$A_{v, \text{sr}} = S^2 \cdot R_{A1}' \cdot R_{A2}' \cdot \frac{R_{G1}}{R_g + R_{G1}}.$$

Gornja granična frekvencija bit će tamo gdje pojačanje padne za 3 dB, tj. na $0,707 (= 1/\sqrt{2})$ svoje vrijednosti na srednjim frekvencijama. Prema tome može se postaviti uvjet:

$$(1 + \omega^2 C_{sk}^2 R_{A2}'^2) [1 + \omega^2 (C_{sk} + C_{gk})^2 R_{A1}'^2] \times$$

$$\times [1 + \omega^2 C_{gk}^2 (R_g \parallel R_{G1})^2] = 2.$$

Postoje tri pola (za svaki izraz u zagradi po jedan); ako su oni na istoj frekvenciji, jednostavno je

$$\left(1 + \frac{\omega_g^2}{\omega_0^2}\right)^3 = 2,$$

gdje je ω_0 granična frekvencija pojedinih stupnjeva,

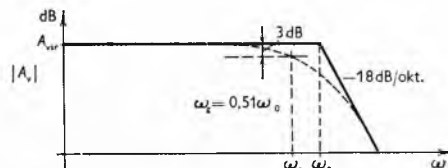
$$\omega_0 = \frac{1}{C_{sk} R_{A2}'} = \frac{1}{(C_{sk} + C_{gk}) R_{A1}'} =$$

$$= \frac{1}{C_{gk} (R_g \parallel R_{G1})},$$

a gornja granična frekvencija trostepenog pojačala

$$\omega_g = \omega_0 \sqrt{2^{1/3} - 1}.$$

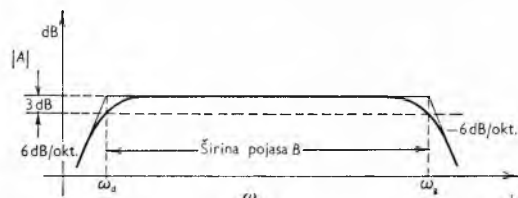
Bodeov prikaz dan je na sl. 172. Vidi se da se s brojem stupnjeva gornja granična frekvencija snižuje.



Sl. 172. Bodeov prikaz za pojačalo s pentodama sa sl. 171

Širokopojasna pojačala

Za pojačalo se može reći da je širokopojasno ako je razmak između donje i gornje granične frekvencije pojačala relativno velik.



Sl. 173. Amplitudna frekvencijska karakteristika pojačala s naznačenom donjom ω_d i gornjom graničnom frekvencijom ω_g te širinom pojasa B

Ako se donja granična frekvencija ω_d pojačala nalazi na vrlo niskim frekvencijama, širina se pojasa $B = \omega_g - \omega_d$ može poistovetiti s gornjom graničnom frekvencijom ω_g (sl. 173).

Koeficijent dobrote sklopa F (ne smije se poistovetiti s faktorom povratne veze), koji je umnožak širine pojasa i pojačanja, stalna je veličina za određeni aktivni elektronički element ili konfiguraciju, a izražava se u hercima. Proizlazi da se veća širina pojasa može postići na račun pojačanja, što je nepovoljno ako se traži veliko pojačanje. Komponente koje utječu na donju graničnu frekvenciju i na gornju graničnu frekvenciju pojačala u vezi RC odlučujuće su i za širinu pojasa pojačala.

Širina pojasa jednostepenog pojačala. Uz vrlo nisku donju graničnu frekvenciju, koeficijent dobrote pojačala, tj. umnožak pojačanja i širine pojasa, bit će praktički

$$F = |A_{isr} \cdot f_{\beta}|.$$

Ako se radi o pojačalu sa zajedničkim emiterom, uz idealizirani slučaj $R_p \rightarrow 0$, pojačanje će biti h_{fe} , a gornja granična frekvencija je f_{β} . Stoga je u idealiziranom slučaju

$$F = h_{fe} \cdot f_{\beta} = f_T \approx \frac{h_{fe}}{2\pi r_{b'e} C_{b'e}} \approx \frac{S}{2\pi C_{b'e}}.$$

U tvorničkim se podacima obično daje f_T , koji se i uzima kao gruba aproksimacija za F . Međutim, pri tome je zanemaren Millerov efekt (v. str. 525), koji smanjuje umnožak širine pojasa i pojačanja:

$$F = S R_{b'e} \frac{1}{2\pi R_{b'e} (C_{b'e} + C_M)} = \frac{S}{2\pi (C_{b'e} + C_M)},$$

gdje je Millerova kapacitivnost $C_M = C_{b'e} (1 + S R_C)$.

Za pojačalo s unipolarnim tranzistorom (v. str. 527) vrijedi slično

$$F = S (r_{ds} \parallel R_D) \frac{1}{2\pi R_D (C_{gs} + C_M)},$$

što se može pojednostavniti za $R_g = r_{ds} \parallel R_D$:

$$F = \frac{S}{2\pi (C_{gs} + C_M)}.$$

Koeficijenti dobrote F pojačala s bipolarnim tranzistorima znatno su veći od koeficijenata dobrote pojačala s unipolarnim tranzistorima. To je posljedica, u prvom redu, znatno veće strmine bipolarnih tranzistora.

Širina pojasa višestepenog pojačala. Neka se kaskada sastoji od n identičnih stupnjeva u spoju zajedničkog emitera. Jednostavnosti radi neka je $r_{b'e} = 0$ i $C_{b'e} = 0$. To znači da neće biti Millerovog efekta i da će dobiveni rezultat biti bolji od stvarne situacije. Neka bude još $R_p \ll R_C$, $R_{b'e} = R_C \parallel R_B \parallel r_{b'e} \approx R_g \parallel R_B \parallel r_{b'e}$ i $\omega_1 = 1/(R_{b'e} C_{b'e})$. U tom slučaju izraz za pojačanje iznosi:

$$A_1 = \frac{i_p}{i_{u1}} = \frac{i_p}{u_b} \cdot \frac{u_{bn}}{u_{bn-1}} \cdot \frac{u_{bn-1}}{u_{bn-2}} \cdot \dots \cdot \frac{u_{b2}}{u_{b1}} \cdot \frac{u_{b1}}{i_{u1}},$$

$$A_1 \approx -S \frac{-S R_{b'e}}{1 + p/\omega_1} \cdot \dots \cdot \frac{-S R_{b'e}}{1 + p/\omega_1} \cdot \frac{R_{b'e}}{1 + p/\omega_1} = \frac{(-S R_{b'e})^n}{(1 + p/\omega_1)^n}.$$

Pojačanje u području srednjih frekvencija bit će za n stupnjeva

$$A_{isr} = (-S R_{b'e})^n.$$

Gornja granična kružna frekvencija ω_g zove se frekvencija pri kojoj pojačanje u području srednjih frekvencija padne na iznos $A_{isr}/\sqrt{2} = 0,707 A_{isr}$ ili za 3 dB. Odatle slijedi uvjet:

$$\left[1 + \left(\frac{\omega_g}{\omega_1}\right)^2\right]^{n/2} = 2^{1/2}.$$

Rješenjem te jednadžbe dobije se

$$\frac{\omega_g}{\omega_1} = \frac{f_g}{f_1} = \sqrt{2^{1/n} - 1}.$$

To je poznata relacija kojom se određuje gornja granična frekvencija višestepenog pojačala sastavljenog od n jednakih stupnjeva, uz zanemarenje Millerova efekta. Prilikom projektiranja to je prvi korak, na temelju kojeg se približno može odrediti broj potrebnih stupnjeva. Nakon toga treba uzeti u obzir Millerov efekt da bi se došlo do točnijih podataka.

Kompenzacija u području gornje granične frekvencije. Pad pojačanja pojačala, koji nastupa na višim frekvencijama zbog djelovanja paralelnih (rasipnih) kapacitivnosti, može se kompenzirati povećanjem impedancije u anodnom krugu, dodavanjem induktivnosti L u seriju s anodnim otporom (sl. 174 a). To je tzv.

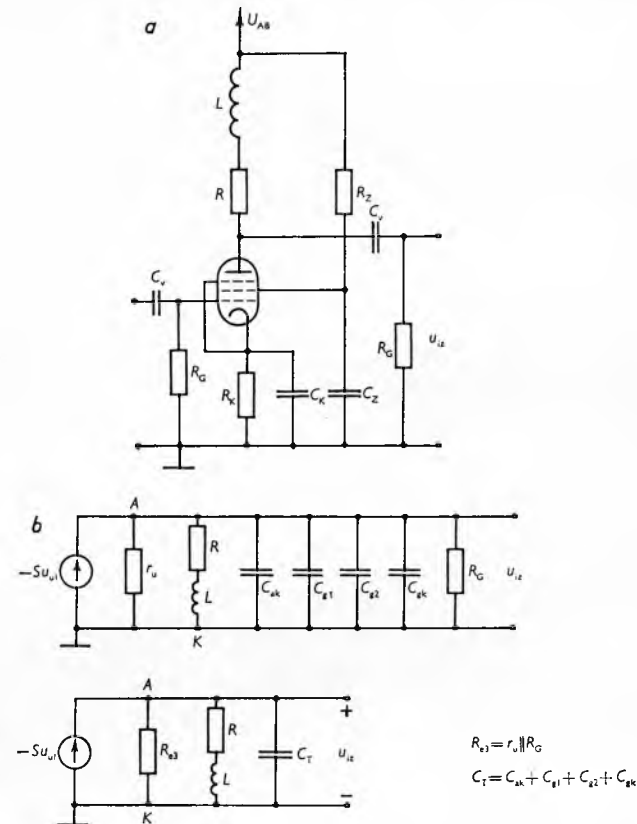
paralelna kompenzacija, jer se na taj način dobiva u stvari paralelni titrajni krug, što je vidljivo iz nadomjesne sheme (sl. 174 b), a utjecaj njegova djelovanja na sl. 176 i 177.

U sklopu je upotrijebljena pentoda; triode se u kompenziranim pojačalima izbjegavaju zbog velike rasipne kapacitivnosti C_{ag} .

Odnos pojačanja pri visokim frekvencijama i pojačanja na srednjim frekvencijama prema osnovnoj formuli u tabl. 2 (b-7) i nadomjesnoj shemi iznosi

$$\frac{A_v}{A_{vsr}} = \frac{R_{e3} \parallel (R + Lp) \parallel (1/C_T \cdot p)}{R_{e2}},$$

gdje je $R_{e2} = r_u \parallel R \parallel R_G$, $R_{e3} = r_u \parallel R_G$, $C_T = C_{ak} + C_{g1} + C_{g2} + C_{gk}$ i A_v opći izraz za naponsko pojačanje sklopa.



Sl. 174. Pojačalo s paralelnom kompenzacijom. a Shema sklopa, b nadomjesne sheme sklopa pod a za područje visokih frekvencija u punom i zbijenom obliku

Ovaj se odnos može transformirati u oblik

$$\frac{A_v}{A_{vsr}} = \frac{1}{C_T R_{e2}} \cdot \frac{p + \frac{\omega_2}{m}}{p^2 + p \left[\frac{\omega_2}{m} + \frac{R_{e2}}{R_{e3}} \right] + \frac{\omega_2^2}{m}},$$

gdje je $\omega_2 = 1/(C_T R_{e2})$ gornja granična frekvencija nekompenziranog pojačala, a $m = \omega_2 L/R$ je faktor kompenzacije. Ako se uvrsti za $p = j\omega$, za $\omega/\omega_2 = \Omega$ (normirana frekvencija) i uzme u obzir obično ispunjen uvjet $m \ll R_{e3}/R_{e2}$, izlazi

$$\frac{A_v}{A_{vsr}} = \frac{1 + j m \Omega}{1 + j \Omega - m \Omega^2}.$$

Amplitudna frekvencijska karakteristika je

$$\left| \frac{A_v}{A_{vsr}} \right| = \frac{\sqrt{1 + m^2 \Omega^2}}{\sqrt{1 + (1 - 2m) \Omega^2 + m^2 \Omega^4}},$$

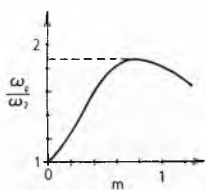
a fazna frekvencijska karakteristika je

$$\varphi = \arctan m \Omega - \arctan [\Omega/(1 - m \Omega^2)].$$

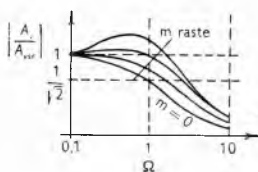
Granična je normirana frekvencija kompenziranog pojačala

$$\Omega_g = \frac{1}{m\sqrt{2}} \sqrt{2m^2 + 2m - 1 + \sqrt{(2m^2 + 2m - 1)^2 + 4m^2}}.$$

Na sl. 175 prikazana je grafički ovisnost omjera ω_g/ω_2 o faktoru kompenzacije. Vidi se da se može postići povišenje gornje granične frekvencije za najviše 1,9 puta. Uslijed djelovanja induktivnosti L pojačanje na visokim frekvencijama može biti i veće od pojačanja na srednjim frekvencijama za pojačalo s vezama RC . To je vidljivo i na amplitudnoj frekvencijskoj karakteristici (sl. 176).



Sl. 175. Povećanje gornje granične frekvencije paralelno kompenziranog pojačala ω_g u ovisnosti o faktoru kompenzacije m . ω_g je gornja granična frekvencija nekompenziranog pojačala

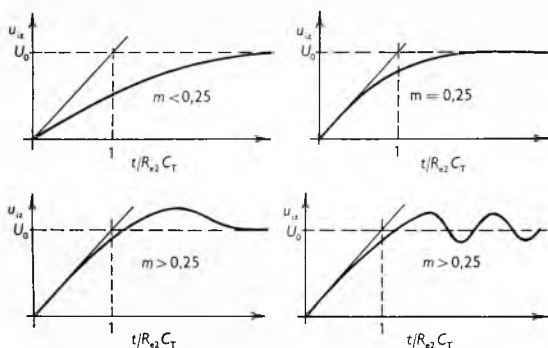


Sl. 176. Amplitudna karakteristika paralelno kompenziranog pojačala u području visokih frekvencija. $\Omega = \omega/\omega_2$ normirana frekvencija, m faktor kompenzacije

Do izdizanja dolazi ako je $m > \sqrt{2} - 1$. Normirana frekvencija

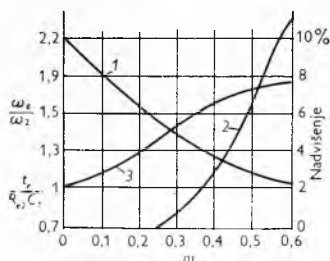
na kojoj se maksimum pojavljuje je $\Omega_M = \frac{1}{m} \sqrt{-1 + \sqrt{m^2 + 2m}}$.

Prijenos širokog pojasa frekvencija često se traži zbog potrebe pojačanja naglih promjena ili impulsa. Poznato je da se impuls može razložiti po Fourieru na osnovni harmonik i beskonačno veliki broj viših harmonika. Stoga je važno razmotriti i odziv kompenziranog pojačala na skokovitu pobudu. Neki tipični slučajevi dani su na sl. 177.



Sl. 177. Odzivi paralelno kompenziranog pojačala na skokovitu pobudu za razne iznose faktora kompenzacije m

Nagib tangente u ishodištu uvijek je i_a/C_T , gdje je C_T ukupna (totalna) paralelna kapacitivnost. Povećanjem faktora kompenzacije m postiže se da je odziv bolje priljubljen uz tangentu. Kako se mijenja vrijeme porasta, nadvišenje (v. str. 548) i granična frekvencija u ovisnosti o faktoru kompenzacije m vidi se iz sl. 178.

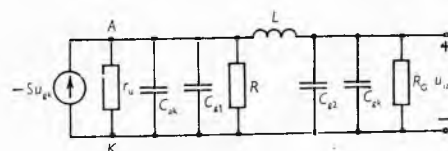
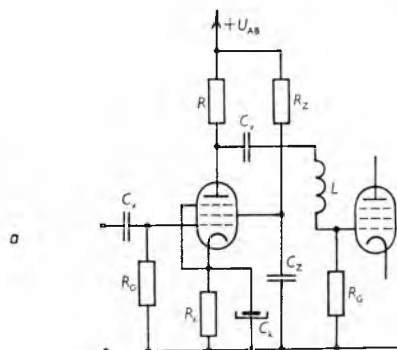


Sl. 178. Ovisnost vremena porasta (1), nadvišenja (2) i gornje granične frekvencije (3) paralelno kompenziranog pojačala o faktoru kompenzacije m

Pri serijskoj kompenzaciji, koja se rjeđe primjenjuje, smanjuje se osjetljivost sklopa prema djelovanju ukupnih rasipnih kapacitivnosti serijskim spajanjem induktivnosti L kako pokazuje

sl. 179 a. Ako $R_g \rightarrow \infty$, odnos pojačanja na visokim frekvencijama dobije se iz omjera općeg izraza za pojačanje A_v i pojačanja na srednjim frekvencijama:

$$\frac{A_v}{A_{vsr}} = \frac{1}{1 + \frac{p}{\omega_2} + K \left(\frac{p}{\omega_2} \right)^2 + \frac{K}{1+a} \left(\frac{p}{\omega_2} \right)^3}$$

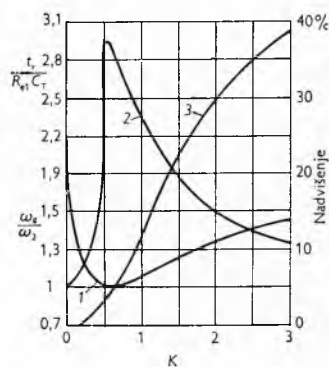


Sl. 179. Sklop sa serijskom kompenzacijom (a) i njegove nadomjesne sheme za područje visokih frekvencija (b). $R_{e1} = r_u || R$, $C_1 = C_{ak} + C_{g1}$, $C_2 = C_{gk} + C_{g2}$.

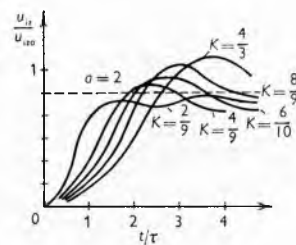
Analiza nadomjesnog sklopa (sl. 179 b) daje za amplitudu krivulju trećeg reda, koja će općenito biti valovita. Ako se uvede $a = C_2/C_1$

i faktor kompenzacije $K = \frac{a}{a+1} \cdot \frac{\omega_2 L}{R_{e1}}$, za $K = 0,5$ i $a = 3$

dobije se amplitudna karakteristika maksimalno glatka. Na sl. 180 prikazana je ovisnost vremena porasta, granične frekvencije i nadvišenja o faktoru kompenzacije K , ako je $a = C_2/C_1 = 2$.



Sl. 180. Ovisnost vremena porasta (1), gornje granične frekvencije (2) i nadvišenja (3) serijski kompenziranog pojačala o faktoru kompenzacije K

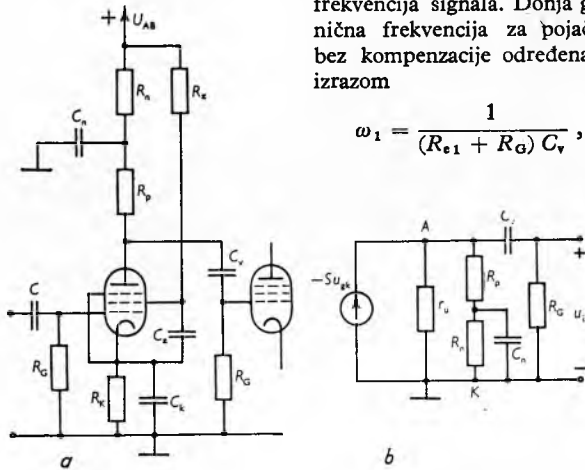


Sl. 181. Odziv serijski kompenziranog pojačala na skokovitu pobudu uz faktor kompenzacije K kao parametar

Na sl. 181 dan je odziv na skokovitu pobudu. Vidi se da se on sastoji od jedne aperioidičke i jedne prigušene sinusne komponente. Nagib tangente u ishodištu jednak je nuli, što je posljedica serijski vezane induktivnosti.

Kompenczacija u području donje granične frekvencije. Pad pojačanja uslijed djelovanja serijske vezne kapacitivnosti C_v može se djelomično kompenzirati odgovarajućom mrežom (sa C_n, R_n) u anodnom krugu (sl. 182 a). Vidi se da impedancija u anodi raste ako se smanjuje frekvencija signala. Donja granična frekvencija za pojačalo bez kompenzacije određena je izrazom

$$\omega_1 = \frac{1}{(R_{e1} + R_G) C_v}$$



Sl. 182. Sklop s kompenzacijom na niskim frekvencijama (a) i njegov nadomjesni sklop za područje niskih frekvencija (b)

gdje je $R_{e1} = R_p \parallel r_u$ pod uvjetom da nema iznad ω_1 pada pojačanja (tzv. degeneracije) zbog vremenskih konstanti $R_k \cdot C_k = \tau_k$ u krugu katode i $R_z \cdot C_z = \tau_z$ u krugu zakrilne rešetke. Ako se na pojačalo bez kompenzacije dovede skokovita pobuda, gornji brid odziva padat će po eksponencijalnom zakonu uz vremensku konstantu

$$\tau_1 = (R_{e1} + R_G) C_v$$

S obzirom na izbor elemenata kompenziranog pojačala, tzv. optimalna kompenzacija postiže se uz uvjet da je $\omega_1 = \omega_p$, gdje je $\omega_p = 1/R_p \cdot C_n$. To znači da je $C_n = (R_{e1} + R_G) C_v / R_p$. Stupanj kompenzacije raste, a donja granična frekvencija pada s povećanjem otpora R_n . Optimalna kompenzacija daje početni nagib horizontalnog dijela impulsa jednak nuli.

Tzv. *konvencionalna kompenzacija* postiže se uz uvjet da je $\omega_n + \omega_p = \omega_1$, gdje je $\omega_n = 1/R_n C_n$. Ako se radi o stupnju s pentodom, dobivena donja granična frekvencija kompenziranog pojačala bit će $\omega_d = \omega_n$. Ako se radi o triodi, tada nije $r_u \gg R_p$, pa je $\omega_d = \omega_n \left(1 + \frac{R_n}{R_p + r_u}\right)$. Nagib tangente odziva na horizontalni dio pobude pri konvencionalnoj kompenzaciji negativan je, ali je manji nego kod pojačala bez kompenzacije.

Kompenczacijom se može postići da nagib tangente odziva na horizontalni dio pobude bude pozitivan, što omogućuje prijenos impulsa tako da mu vrijednost uopće ne pada ispod nominalne. Kad se radi o pentodi, to će biti ispunjeno ako je $\omega_p > \omega_1$.

Interval unutar kojega kompenzacija djeluje bit će to veći što je veći otpor R_n , kojemu je veličina ograničena maksimalnim mogućim anodnim izvorom napajanja.

Kompenczacija se može izvršiti i za slučaj pada pojačanja (degeneracije) u krugu katode. Ako se u pojačalu s pentodom uzme da je $\omega_k = \omega_1$ i $\omega_p + \omega_n = (1 + S R_k) \omega_k$, polučena donja granična frekvencija bit će upravo jednaka ω_n .

Aditivna pojačala sastoje se od više na određeni način paralelno spojenih elektronki, a služe za postizanje šireg pojasa pojačala.

Smanjenjem anodnog otpora smanjuje se pojačanje i povećava širina pojasa pojačala. Taj postupak ima smisla dok je pojačanje

veće od jedinice. Ako ono to nije, besmisleno je i vezivanje u kaskadu.

Ako se dvije elektronke jednakih karakteristika *vežu paralelno* (sl. 184), one će imati zajedničku strminu $2S$, a unutarnji otpor $r_u/2$. Ako je $R_p \ll r_u/2$, pojačanje je sklopa

$$A \approx -2 S R_p$$

Za N paralelno vezanih cijevi bilo bi

$$A \approx -N S R_p$$

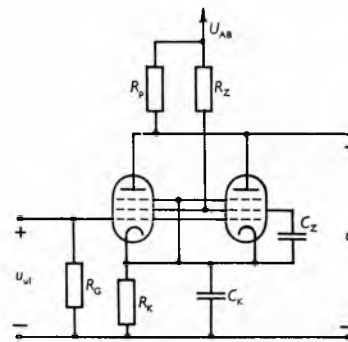
S obzirom na to da se kapacitivnosti C_{ak} pojedinih elektronki zbrajaju, gornja će granična frekvencija pojačala sa N paralelno spojenih elektronki biti N puta niža. Koeficijent dobrote ostao je prema tome isti kao kod jednostepenog pojačala. Jedinim dobikom može se smatrati veća struja kroz trošilo.

Pojačalo s raspodijeljenim parametrima sa elektronkama ima veći koeficijent dobrote (sl. 185). U rešetkinom i anodnom krugu načinjene su umjetne linije u obliku niza četveropola sastavljenih od induktivnosti i rasipnih kapacitivnosti. Brzine širenja u obje linije moraju biti jednake. Ako se na ulaz dovede impuls, on će se pojaviti nakon intervala Δt na rešetki prve cijevi, nakon intervala $2\Delta t$ na rešetki druge cijevi, a nakon intervala $N\Delta t$ na rešetki n -te cijevi. Nakon vremena Δt pojaviti će se na anodi

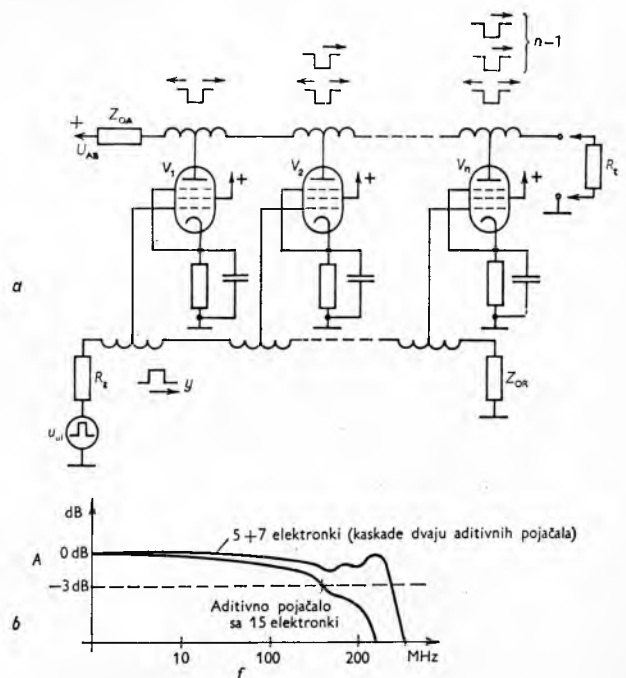
prve elektronke pojačani impuls, koji putuje prema zaključenju linije i prema izlazu. Nakon vremena $2\Delta t$ na anodi druge elektronke pojavljuju se impuls s prve elektronke i impuls pojačan preko druge elektronke. Prema trećoj elektronki putuje sada impuls dvostruke amplitude, itd. Na anodi N -te elektronke pored pojačanog impulsa pojavljuje se impuls $(N-1)$ puta veće amplitude koji je došao preko linije. Ako je otpor trošila jednak karakterističnom otporu linije, dobit će se pojačanje

$$A = -\frac{N}{2} S Z_{0A}$$

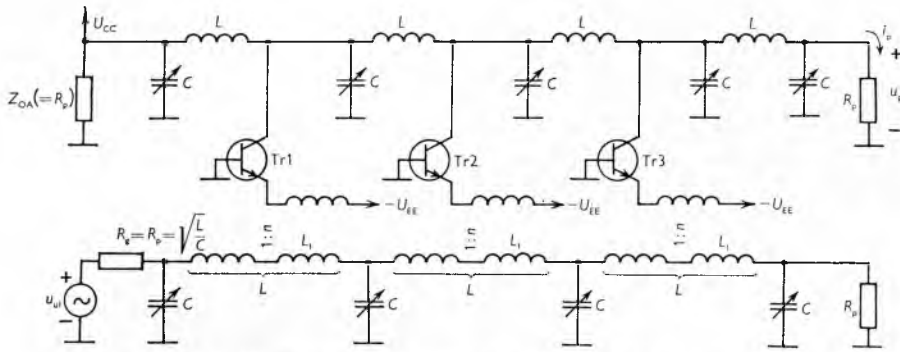
gdje je Z_{0A} impedancija jednaka karakterističnom otporu linije.



Sl. 184. Paralelni spoj dviju pentoda



Sl. 185. Pojačalo s raspodijeljenim parametrima (a) i njegove frekvencijske karakteristike (b)



Sl. 186. Tranzistorsko pojačalo s raspodijeljenim parametrima

Gornja granična frekvencija pojačala s raspodijeljenim parametrima bit će određena graničnom frekvencijom linija. Mogu se postići širine pojasa od nekoliko stotina megaherca, s obzirom na to da se može ići na pojačanje $S Z_{OA} < 1$.

S obzirom na to da ulazna impedancija elektronke pada s kvadratom frekvencije, u rešetkinoj liniji dolazi do gušenja zbog kojih se praktički ne ide na više od 10–15 elektronki vezanih paralelno. Prema potrebi mogu se aditivna pojačala vezati u kaskadu. Primjeri frekvencijskih karakteristika pokazuju da se tako može postići i bolji rezultat (sl. 185 b), uz inače jednake granične frekvencije linija.

Pojačalo s raspodijeljenim parametrima sa tranzistorima prikazano je na sl. 186. U danom su primjeru predviđena tri tranzistora i umjetne linije za kolektorski i bazni krug. Zaključenje je izvršeno na izlazu i na ulazu otporom R_p , čiji je iznos jednak karakterističnom otporu linije, da se izbjegnu refleksije. U kolektorskom krugu u kapacitivnost C uključeno je i $C_b'e$. U emitorskom krugu može se h_{ib} po pravilu zanemariti ako je $h_{ib} \ll \omega L$, uz rad na frekvencijama ispod f_x . Gušenje zbog h_{ib} kompenzira se odgovarajućim omjerom transformacije n .

Aditivnim djelovanjem, kao i kod sklopa s elektronkama, dobije se struja trošila koja u pojačalu sa N tranzistora iznosi

$$i_p = \frac{N}{2} h_{rb} i_e.$$

Za N tranzistora strujno pojačanje bit će

$$A_i = \frac{i_p}{i_e} = N \frac{h_{rb}}{2},$$

a uz omjer transformacije $n = 1$ naponsko je pojačanje

$$A_v = \frac{u_p}{u_i} = \frac{i_p R_p}{i_e (2 R_p)} = \frac{A_i}{2} = \frac{N h_{rb}}{4}.$$

Za naponsko je pojačanje potrebno više od četiri stupnja.

Uvjet je ispravnog rada da brzine širenja signala u emitorskom i kolektorskom krugu budu jednake:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_e C_e}} = \frac{1}{\sqrt{L_c C_c}},$$

s time da karakteristična impedancija $Z_{0e} = \sqrt{L_e/C_e}$ može biti različita od karakteristične impedancije $Z_{0c} = \sqrt{L_c/C_c}$.

Veliki koeficijenti dobrote postižu se kaskadiranjem pojačala s raspodijeljenim parametrima. Strujno pojačanje kaskade od M stupnjeva bit će

$$A_i = \frac{N h_{rb}}{2} \cdot M,$$

pa je ukupni broj tranzistora $N \cdot M$. Da bi se realiziralo dano pojačanje A_i , treba da je ukupni broj tranzistora kaskade

$$T = N \cdot M = \frac{2 M}{h_{rb}} A_i^{1/M} = M \frac{2}{h_{rb}} \exp\left(\frac{1}{M} \ln A_i\right).$$

Ako se potraži minimum ove funkcije s obzirom na M , dobije se

$$M = \ln A_i, \text{ pa je } T = \frac{2e}{h_{rb}} \cdot \ln A_i.$$

Broj tranzistora po stupnju iznosi

$$N = \frac{T}{M} = \frac{2e}{h_{rb}} \approx \frac{5,4}{0,9} \approx 6,$$

jer je na vrlo visokim frekvencijama uz velike snage $h_{rb} = 0,9$.

Ako se traži pojačanje od 20 dB (tj. 10 puta) izlazi za $T = (2e/0,9) \times \ln 10 = 14$ tranzistora, a za $M = 2,3$. Ako se odabere $M = 2$ i $N = 7$, strujno pojačanje je

$$A_i = \left(\frac{7 \cdot 0,9}{2}\right)^2 = 9,9 = 19,4 \text{ dB}.$$

Potrebno je uzeti jedan tranzistor više, tj. $N_1 = 7$ i $N_2 = 8$, uz $M = 2$:

$$A_i = \frac{7 \cdot 0,9}{2} \cdot \frac{8 \cdot 0,9}{2} = 11,35 \approx 21 \text{ dB}.$$

Uskladenost pojačala

Mreža za vezu između stupnjeva uskladenih pojačala sastoji se od titrajnih krugova. Prema broju titrajnih krugova u jednom stupnju razlikuju se jednostruko, dvostruko ili višestruko uskladenost pojačala. Vezivanjem više stupnjeva u kaskadu dobiju se višestepena uskladenost pojačala.

Titrajni krug sastoji se od zavojnice induktivnosti L i kondenzatora kapacitivnosti C . U odnosu prema izvoru napajanja ovi elementi mogu biti spojeni paralelno (sl. 187 a) ili serijski (sl. 187 b). Prema tome razlikuje se paralelni titrajni krug i serijski titrajni krug. Rezonancija titrajnog kruga nastaje kad su induktivni otpor i kapacitivni otpor jednaki, tj. $\omega_0 L = 1/\omega_0 C$. Tu je ω_0 rezonantna kružna frekvencija titrajnog kruga $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, odnosno rezonantna frekvencija $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$.

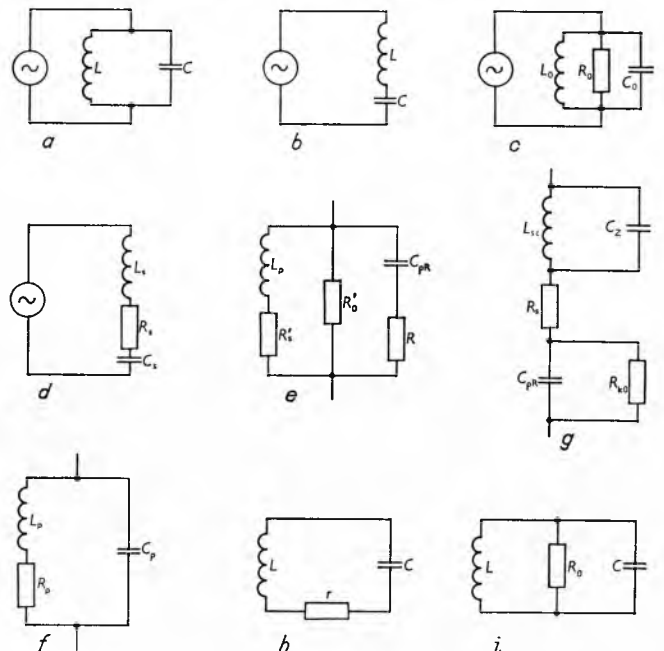
U stvarnom titrajnom krugu uvijek postoje gubici, koji se predočuju odgovarajućim omskim otporom. Najjednostavnije je u slučaju paralelnog titrajnog kruga otpor R_0 , koji predočuje gubitke, dodati paralelno titrajnom krugu (sl. 187 c), a u slučaju serijskog titrajnog kruga otpor gubitaka R_s dodati u seriju titrajnom krugu (sl. 187 d).

Ako se radi o paralelnom titrajnom krugu, točnije bi bilo dodati još i otpore u seriju s induktivnošću i s kapacitivnošću (sl. 187 e). Pri tom najveći utjecaj ima otpor spojen u seriju s induktivnošću, pa se ostali otpori najčešće mogu zanemariti (sl. 187 f).

Ako se radi o serijskom titrajnom krugu, točnije bi bilo uzeti u obzir kapacitivnost zavojnice, otpor u paralelu s kapacitivnošću i serijski otpor (sl. 187 g). Najčešće je dovoljno uzeti u obzir samo jedan serijski otpor.

Za serijski i paralelni titrajni krug s po jednim omskim otporom, uz $R_s = R_0 = r$, vrijedi za rezonantnu frekvenciju jednadžba

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_p C_p} - \left(\frac{r}{L_p}\right)^2}, \text{ gdje je } L_p = \frac{L}{(1+d)^2}.$$



Sl. 187. Titrajni krug. a Paralelni titrajni krug, b serijski titrajni krug, c nadomjesna shema titrajnog kruga s gubicima (gubici su prikazani paralelno uvrštenim otporom gubitaka R_0), d isto za serijski titrajni krug uz uvrštenje otpora gubitaka R_s u seriju, e točno prikazivanje gubitaka (uzeti su u obzir gubici u svakom elementu paralelnog titrajnog kruga), f isto (uzeti su u obzir samo značajniji gubici), g nadomjesna shema serijskog titrajnog kruga ako se uzmu u obzir gubici svih elemenata, h uobičajena pojednostavnjena nadomjesna shema titrajnog kruga sa serijskim nadomjesnim otporom r , i isto s paralelnim otporom gubitaka R_0 .

Ako je $r < \omega_0 L_p$, onda je $L_0 \approx L_s \approx L_p \approx L_{SC} \approx L$ i $C_0 \approx C_s \approx C_{pR} \approx C$. Stoga se sheme mogu pojednostavniti prema slikama 187 h i 187 i.

Osnovne veličine titrajnog kruga jesu:

rezonantna kružna frekvencija $\omega_0 \approx 1/\sqrt{LC}$,

faktor dobrote $Q \approx \frac{\omega_0 L}{r} \approx \frac{R_s}{\omega_0 L} \approx \omega_0 C R_s \approx \frac{1}{r \omega_0 C} = \frac{1}{d}$.

otpor u rezonanciji $R_0 \approx \frac{L}{Cr} \approx Q^2 r \approx \frac{\omega_0 L}{d} \approx \frac{1}{d} \sqrt{\frac{L}{C}}$,

faktor prigušenja $d = \frac{1}{Q} \approx \frac{\omega_0 L}{R_s} \approx \frac{r}{\omega_0 L} \approx r \omega_0 C$,

otpor gubitaka $r \approx \frac{\omega_0 L}{Q} \approx \frac{L}{C R_0} \approx \frac{R_0}{Q^2}$,

rasklad (razgodenje) $\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \approx \frac{2 \Delta f}{f_0} = \frac{2 \Delta \omega}{\omega_0}$,

normirani rasklad $\Omega = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$, odnosno $X = Q \frac{2 \Delta \omega}{\omega_0}$,

otpor serijskog titrajnog kruga $Z = r(1 + j\Omega)$, odnosno $|Z| = r\sqrt{1 + \Omega^2}$,

vodljivost paralelnog titrajnog kruga $Y = \frac{1}{R_0}(1 + j\Omega)$, odnosno

$$|Y| = \frac{1}{R_0} \sqrt{1 + \Omega^2},$$

vremenska konstanta $\tau = R_0 C \approx L/r$.

U rezonanciji paralelni titrajni krug predstavlja vrlo veliki otpor. Tada on propušta minimalnu struju i na njemu se javlja najveći pad napona.

Serijski titrajni krug u rezonanciji predstavlja vrlo mali otpor. Tada on propušta maksimalnu struju i na njemu je pad napona najmanji.

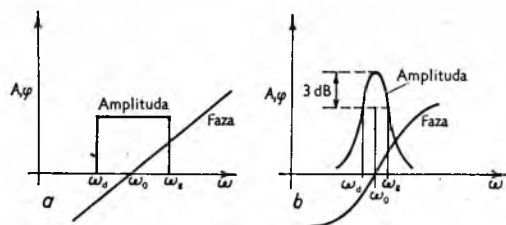
Titrajni krugovi mogu se među sobom vezati induktivno ili kapacitivno. Tako nastaju vezani titrajni krugovi. Frekvencijska karakteristika jednog titrajnog kruga je zvonolika. Frekvencijska karakteristika vezanih titrajnih krugova može poprimiti različite oblike, od zvonolike karakteristike do karakteristike s više rogova, ovisno o tome kako su podešene rezonantne frekvencije titrajnih krugova koji su vezani.

Titrajni krugovi u pojačalu mogu biti podešeni na istu rezonantnu frekvenciju. To su onda *sinhrono usklađena pojačala*. Ako su pojedini titrajni krugovi podešeni na različite rezonantne frekvencije prema određenim pravilima, radi se o *razmaknuto usklađenim pojačalima*.

Frekvencijska karakteristika usklađenog pojačala može biti glatka (filtrarska pojačala), a može imati i stanovite valovitosti za koje se traži da su simetrično raspoređene oko sredine pojasa propuštanja. Ponekad se traži da svi valovi u frekvencijskoj karakteristici budu jednaki.

Pojačala s glatkom frekvencijskom karakteristikom upotrebljavaju se kad je unutar određenog pojasa frekvencija potrebno stalno pojačanje. Takva karakteristika nije povoljna za prijenos impulsa, jer dolazi do nadiženja u odzivu.

Za prijenos impulsa dobivenih modulacijom prijenosne frekvencije potrebna je dvostruka širina pojasa zbog postojanja dvaju bočnih pojaseva.



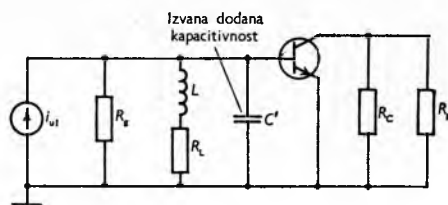
Sl. 188. Karakteristike usklađenog pojačala čija je zadaća propuštanje signala u uskom pojasu frekvencija. a Idealna amplitudna i fazna karakteristika, b stvarna amplitudna i fazna karakteristika

Jedna je od tipičnih primjena usklađenih pojačala primjena u radio-prijemniku. Tu usklađeno pojačalo ima zadaću da propusti određeni uski pojas frekvencija. Pri tome se traži da postoji i mogućnost pomicanja pojasa s obzirom na frekvenciju, ali uz stalnu širinu pojasa. Idealni i stvarni odziv takvog pojačala dani su na sl. 188.

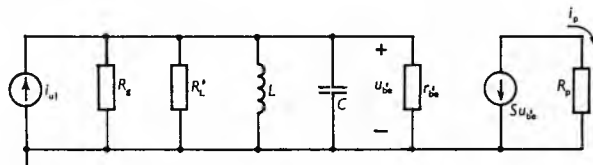
Jednostruko usklađeno pojačalo. Pojednostavnjeni sklop tranzistorskog usklađenog pojačala, s ispuštenim elementima koji su odlučni samo za statičke uvjete, dan je na sl. 189.

Ako se uzme da je $R_p \ll R_c$, $r_{be'} = 0$, i ako se serijski spoj L i R_L nadomjesti odgovarajućom paralelnom kombinacijom R_L' i L , dobije se nadomjesni sklop (sl. 190) u kome je zbroj kapacitivnosti $C = C' + C_{b'e} + (1 + S R_p) C_{b'c}$, gdje C' znači kapacitivnost dodana izvana za podešavanje, $C_{b'e}$ kapacitivnost

baza-emiter i $(1 + S R_p) C_{b'c}$ Millerova kapacitivnost. Faktor dobrote zavojnice $Q_L = \omega L/R_L$ treba da je mnogo veći od jedinice, kako bi gubici u zavojnici bili mali.



Sl. 189. Pojednostavnjeni sklop tranzistorskog jednostruko usklađenog pojačala s ispuštenim elementima za postavljanje statičke radne točke



Sl. 190. Nadomjesna shema sklopa sa sl. 189

Iznos R_L' dobije se iz jednadžbi

$$Y = \frac{1}{R_L' + j\omega L} = \frac{R_L' - j\omega L}{R_L'^2 + \omega^2 L^2} = \frac{1}{R_L'} \left(\frac{R_L'}{\omega L} \right)^2 + \frac{1}{j\omega L} = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{j\omega L},$$

$$R_L' = R_L Q_L^2 = \omega L Q_L.$$

Uz $R = R_s \parallel R_L' \parallel r_{be'}$, dobije se iz nadomjesne sheme za strujno pojačanje

$$A_i = \frac{i_p}{i_{u1}} = \frac{i_p}{u_{b'e}} \cdot \frac{u_{b'e}}{i_{u1}} = \frac{-S}{1/R + pC + 1/pL} = -\frac{SR}{1 + pRC + R/pL}.$$

Stavi li se za $p = j\omega$, izlazi:

$$A_i = \frac{-SR}{1 + j(\omega RC - R/\omega L)} = \frac{-SR}{1 + j\omega_0 RC \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)},$$

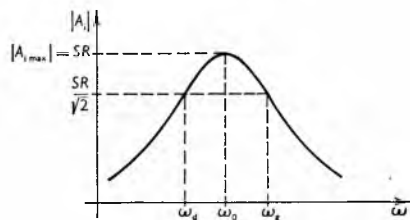
gdje je ω_0 središnja frekvencija određena izrazom $\omega_0^2 = 1/LC$.

Faktor dobrote ulaznog titrajnog kruga pri rezonantnoj frekvenciji definiran je izrazom

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC.$$

Uzevši u obzir izraz za Q , strujno pojačanje postaje

$$A_i = \frac{-SR}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}.$$



Sl. 191. Frekvencijska karakteristika tranzistorskog jednostruko usklađenog pojačala

Maksimalno pojačanje bit će pri rezonantnoj frekvenciji $\omega = \omega_0$:

$$A_{i \max} = -SR.$$

Stavi li se $|A_i| = SR/\sqrt{2}$, dobiju se granične frekvencije iz

jednadžbe

$$1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 = 2.$$

Širina pojasa je (sl. 191):

$$B = f_g - f_d = \frac{\omega_0}{2\pi Q} = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Koeficijent dobrote pojačala bit će:

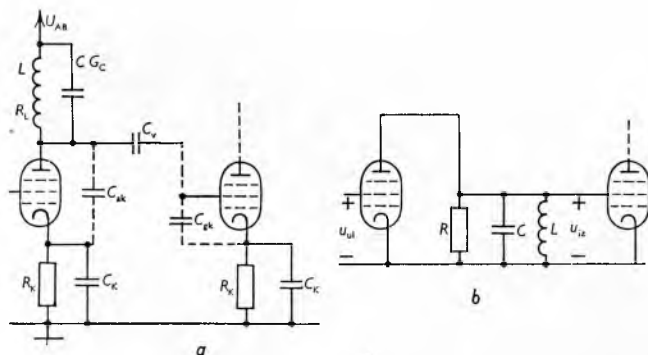
$$F = |A_{1 \max}| \cdot B = \frac{S}{2\pi C}.$$

Prema tome vidi se da je umnožak pojačanja i širine pojasa istog oblika kao kod RC-vezanog pojačala. Došlo je samo do pomaka pojasa, ali je njegova širina u osnovi ostala ista.

Sklop s elektronkom. Pojačanje sklopa (sl. 192) je

$$A_v = \frac{u_{1z}}{u_{11}} = \frac{-SR}{1 + j(\omega RC - R/\omega L)} = \frac{-SR}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)},$$

što je potpuno ekvivalentno tranzistorskom sklopu.



Sl. 192. Jednostruko usklađeno pojačalo s pentodom. a Shema sklopa, b pojednostavljena shema usklađenog pojačala (ispušteni elementi za postavljanje statičke radne točke)

Ako se stavi $Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \Omega$, gdje se Ω zove normirani rasklad, dobije se normirani izraz za pojačanje

$$A_v = \frac{A_{ref}}{1 + j\Omega},$$

gdje je $A_{ref} = -SR$ pojačanje na središnjoj frekvenciji. Normirana amplitudna frekvencijska karakteristika prikazana je na sl. 193.

$$\frac{|A_v|}{A_{ref}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}.$$

Središnja frekvencija ω_0 geometrijska je sredina graničnih frekvencija

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_g \omega_d},$$

što znači da će krivulja pojačanja biti simetrična ako se crta na logaritamskoj skali. Ako je faktor dobrote Q velik, praktički se dobije simetrija i na linearnoj skali, jer se onda ω_d i ω_g malo razlikuju od ω_0 . Tada je

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = 2 \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}.$$

Ako se u ovom slučaju uzme za normirani rasklad oznaka $X = Q \cdot 2\Delta\omega/\omega_0$ dobije se za pojačanje

$$A_v = \frac{A_{ref}}{1 + jX}.$$

Širina pojasa je $B = f_g - f_d = 1/2\pi RC = f_0/Q$, a koeficijent dobrote sklopa $F = A_{ref} \cdot B = S/2\pi C$.

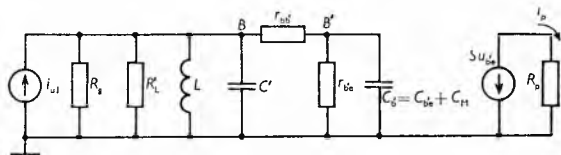
Utjecaj otpora $r_{bb'}$ na odziv jednostruko usklađenog tranzistorskog pojačala. U prvotnoj analizi bilo je uzeto $r_{bb'} = 0$. Ako

se uzme u obzir otpor $r_{bb'}$, nadomjesni sklop je nešto složeniji (sl. 194).

Ako je $\omega_g \ll 1/(r_{bb'} C_b)$, tranzistor radi u području srednjih frekvencija, a interne kapacitivnosti mogu se zanemariti (npr. tranzistor s koeficijentom dobrote 500 MHz radi na 10 MHz uz pojačanje 10). Pojačanje u ovom slučaju je

$$A_1 = \frac{-SR \frac{r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}}}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)},$$

gdje je $R = R_g \parallel R'_L \parallel (r_{b'e} + r_{bb'})$, a $C \approx C'$. Pojačanje A_1 i širina pojasa B smanjeni su u odnosu na slučaj $r_{bb'} = 0$.



Sl. 194. Nadomjesni sklop jednostruko usklađenog tranzistorskog pojačala u kojem je uzet u obzir otpor između baznog priključka tranzistora i samog spojišta baze $r_{bb'}$.

Ako je $\omega_g \gg 1/(r_{bb'} C_b)$, u nadomjesnoj shemi može se ispustiti otpor $r_{bb'}$.

Ako je kod toga $r_{bb'} \gg 1/(\omega_g C_b)$, može se zanemariti i C_b . No taj slučaj praktički ne dolazi u obzir jer je $r_{bb'}$ mali, pa bi ispunjenje gornjeg uvjeta značilo da se radi o sklopu sa širokim pojasom propuštanja, ali malim pojačanjem.

Ako je, međutim, $r_{bb'} \ll 1/(\omega_g C_b)$, onda se $r_{bb'}$ i C_b mogu pretvoriti u paralelnu kombinaciju koja je sastavljena od otpora $r_{bb'}/(\omega r_{bb'} C_b)^2$ i kapacitivnosti C_b . Središnja je frekvencija

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

gdje je $C = C' + C_b$. Ako je širina pojasa mala u odnosu na središnju frekvenciju ω_0 , onda je

$$\frac{r_{bb'}}{(\omega r_{bb'} C_b)^2} \approx \frac{r_{bb'}}{(\omega_0 r_{bb'} C_b)^2} = r_{bb'} \cdot Q_b'^2,$$

gdje je $Q_b' > 1$. Ako se stavi da je $R = R_g \parallel R'_L \parallel Q_b'^2 \cdot r_{bb'}$, širina pojasa je

$$B = \frac{1}{2\pi RC},$$

a pojačanje

$$A_1 = \frac{-SR}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0 Q_b'}} \approx \frac{-SR}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

jer je $\frac{\omega}{\omega_0 Q_b'} \leq \frac{\omega_g}{\omega_0 Q_b'} \ll 1$.

Povećanje pojačanja. Jednostavni sklop na sl. 189 s obzirom na mali otpor u krugu baze često daje malo pojačanje uz neprikladne potrebne iznose elemenata. Kod paralelnih titrajnih krugova mali otpori daju i mali faktor dobrote Q , pa je teško ostvariti uski pojas propuštanja. Poboljšanje se postiže autotransformatorom (sl. 195 a), koji ima omjer $a = \frac{n_1}{n_2} = \frac{u_{b'e}}{u_1} < 1$. Za takav sklop iznosi pojačanje prema sl. 195 b i c

$$A_1 = \frac{i_p}{i_{u1}} = \frac{-aSR}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)},$$

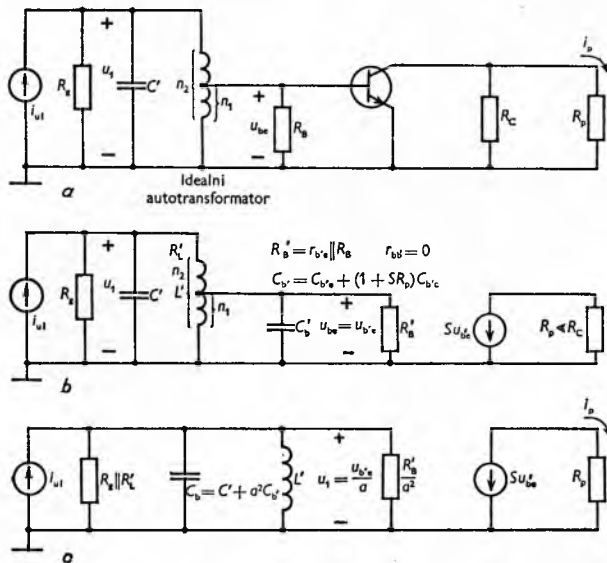
gdje je $Q = \omega_0 RC$, a $C = C' + a^2 C_b$ i $R = R_g \parallel R'_L \parallel R_b/a^2$.

Središnja je frekvencija $\omega_0^2 = \frac{1}{L'C}$, odnosno $\omega_0^2 \approx \frac{1}{L'C'}$

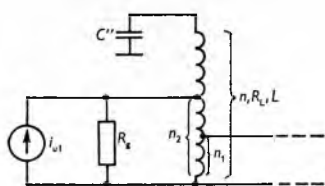
ako je $C' \gg a^2 C_b$, širina pojasa $B = \frac{1}{2\pi RC}$, a koeficijent

dobrote pojačala $F = \frac{aS}{2\pi C}$.

Primjena autotransformatora omogućuje realizaciju velikog pojačanja uz uski pojas propuštenja, ali se koeficijent dobrote nešto smanjuje. Usklađeno pojačalo bez autotransformatora može dati jednako veliko pojačanje, ali će se širina pojasa, a samim tim i faktor dobrote, povećati.



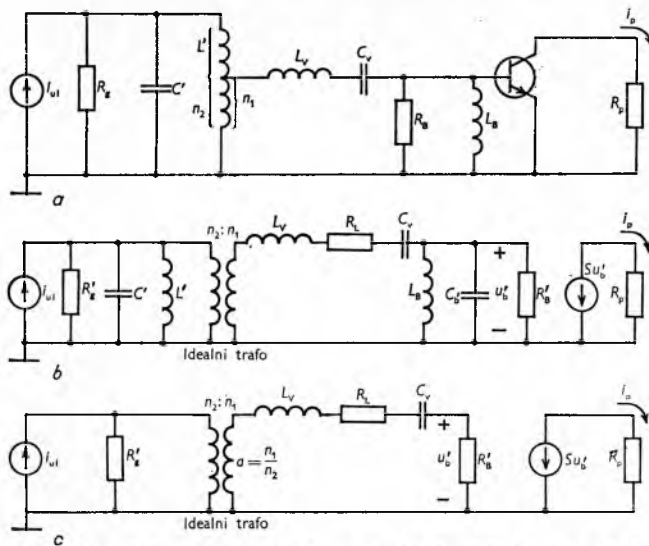
Sl. 195. Jednostruko usklađeno tranzistorsko pojačalo s autotransformatorom omjera a . a Sklop bez elemenata za napajanje, b nadomjesni sklop, c nadomjesni sklop s impedancijama reflektiranim u ulazni krug



Sl. 196. Modifikacija ulaznog kruga jednostruko usklađenog tranzistorskog pojačala s autotransformatorom

Kapacitivnost C' može se zamijeniti manjom kapacitivnošću C'' priključenom preko dodatnog namota autotransformatora (sl. 196), čime se postiže transformacija kapacitivnosti C'' na veću vrijednost C' u omjeru $(n_1/n_2)^2$. Ukupna induktivnost L je veća, a tako i otpor R_L' , što je za praktičku realizaciju bolje (prikladnije vrijednosti).

Primjena serijskog rezonantnog kruga. Usklađena pojačala s paralelnim titrajnim krugom imaju na visokim frekvencijama ($f_0 > 50$ MHz) sve manji koeficijent dobrote, a stoga i veću širinu pojasa. Ako zbog tražene visoke središnje frekvencije nije



Sl. 197. Jednostruko usklađeno pojačalo sa serijskim titrajnim krugom. a Sklop s ispuštenim elementima za napajanje, b nadomjesni sklop; u njemu je $R_g' = R_g || R_L$, $R_b' = R_b || r_{be} || R_L$, $C_b' = C_b' + C_M$, $\omega_0^2 = \frac{1}{L'C'} = \frac{1}{L_b C_b} = \frac{1}{L_b L_b'}$

c nadomjesni sklop s ispuštenim krugovima malog faktora dobrote

priključen C' , i ako su R_g , R_L i R_b vrlo veliki ($\rightarrow \infty$), faktor dobrote kruga bit će $Q \approx \omega_0 r_{be} C_b'$, a uz zanemarenje Millerove kapacitivnosti iznositi će $Q = \omega_0/\omega_p$, što će biti manje od jedinice ako je $\omega_0 < \omega_p$. Dodavanjem kapacitivnosti C' faktor Q se povećava, ali se kod toga (jer je $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$) traži manja induktivnost, a induktivnost se može smanjiti samo do određene granice.

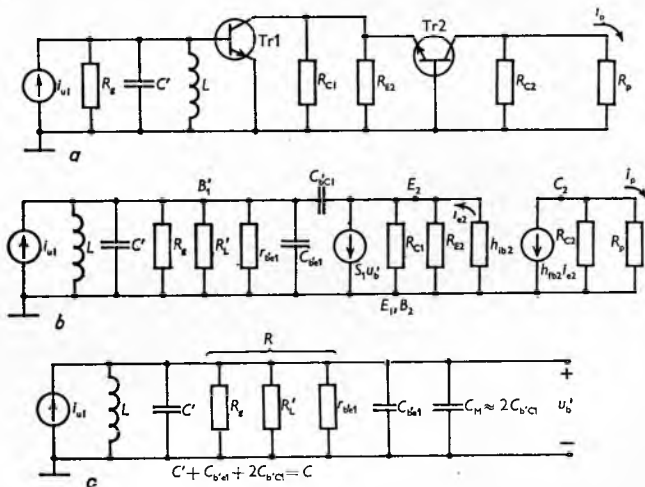
Upotrebom serijskog rezonantnog kruga (L_v i C_v) postižu se veliki faktori dobrote Q uz prikladne iznose induktivnosti L (sl. 197 a). Paralelni titrajni krugovi na ulazu i u krugu baze imaju mali faktor dobrote pa je faktor dobrote sklopa određen serijskim titrajnim krugom (sl. 197 b i c):

$$Q = \frac{\omega_0 L_v}{R'_B + R_L + a^2 R'_g}$$

Da bi se ostvarili veliki faktori dobrote, treba zavojnica induktivnosti L_v da ima nekoliko puta veći faktor dobrote.

Kaskodno pojačalo ima dva stepena, od kojih je prvi u spoju zajedničkog emitera, odnosno zajedničke katode, a drugi u spoju zajedničke baze, odnosno rešetke, u sklopu s elektronkom (v. str. 509).

Pri projektiranju jednostruko usklađenih pojačala u spoju zajedničkog emitera postoji niz teškoća. Krug baze je niske impedancije, što zahtijeva veliku kapacitivnost za ostvarenje uskog pojasa, a za odgovarajuću rezonantnu frekvenciju uz veliku kapacitivnost bila je potrebna mala induktivnost. Mala induktivnost ima i mali ekvivalentni paralelni otpor ($R_L' = \omega_0 L Q$), što povećava širinu pojasa. Situacija se donekle popravila uključivanjem autotransformatora i serijskog titrajnog kruga.



Sl. 198. Kaskodno pojačalo. a Sklop s ispuštenim elementima za napajanje, b nadomjesni sklop, c ulazni krug pojačala uz $r_{be} = 0$

Teškoće izaziva i **Millerov efekt**. U krug baze preslikava se kapacitivnost samo ako je teret čisti radni otpor. Ako se radi o kompleksnom opterećenju kao što je titrajni krug, u krug baze može se preslikati i negativni otpor, što izaziva oscilacije (v. str. 525). Stoga se u praktičkim rješenjima, kad je veza između stupnjeva transformatorska, s podešenim titrajnim krugovima dodaje povratna veza kojom se neutralizira djelovanje Millerovog efekta. Taj se postupak zove **neutralizacija**. Djelovanje Millerovog efekta može se eliminirati i kaskodnim spojem pojačala. U ovom spoju sklop sa zajedničkim emiterom opterećen je sklopom sa zajedničkom bazom koji ima vrlo malu ulaznu impedanciju. Kaskodni spoj vrlo se često susreće u integriranim pojačalima, u ulaznim visokofrekvencijskim stepenima televizora, i sl.

U kaskodnom pojačalu (sl. 198 a) neka su jednostavnosti radi karakteristike tranzistora Tr_1 i Tr_2 jednake i neka je h_{ib} od Tr_2 znatno manje od $R_{C1} || R_{E2}$ i sklop neka radi na frekvencijama ispod f_a , tako da se mogu zanemariti interne kapacitivnosti tranzistora Tr_2 .

Millerova kapacitivnost koja se reflektira u bazni krug tranzistora Tr_1 je prema sl. 198 b i c

$$C_M = C_{b'e1} (1 + S_1 R_{p1})$$

S obzirom na to da je $R_{p1} = R_{C1} \parallel R_{E2} \parallel h_{ib2} \approx h_{ib2}$ i $S_1 \approx 1/h_{ib1} \approx 1/h_{ib2}$, izlazi da je

$$C_M \approx 2 C_{b'e1}.$$

Kod visokofrekventnih tranzistora kapacitivnost $C_{b'e}$ je reda veličine 1 pF, pa je Millerova kapacitivnost svega 2 pF.

Strujno pojačanje dobije se iz nadomjesnog sklopa:

$$A_1 = \frac{i_p}{i_{u1}} = \frac{i_p}{i_{e2}} \cdot \frac{i_{e2}}{u_{b'e}} \cdot \frac{u_{b'e}}{i_{u1}},$$

$$A_1 = - \frac{h_{fb2} R_{C2}}{R_{C2} + R_p} \cdot \frac{S_1 R}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}.$$

Prvi razlomak približno je jednak jedinici ako je $h_{fb2} \approx 1$, a $R_p \ll R_{C2}$. Ovdje je $\omega_0^2 = 1/LC$ i $Q = \omega_0 RC$. Koeficijent dobrote sklopa bit će

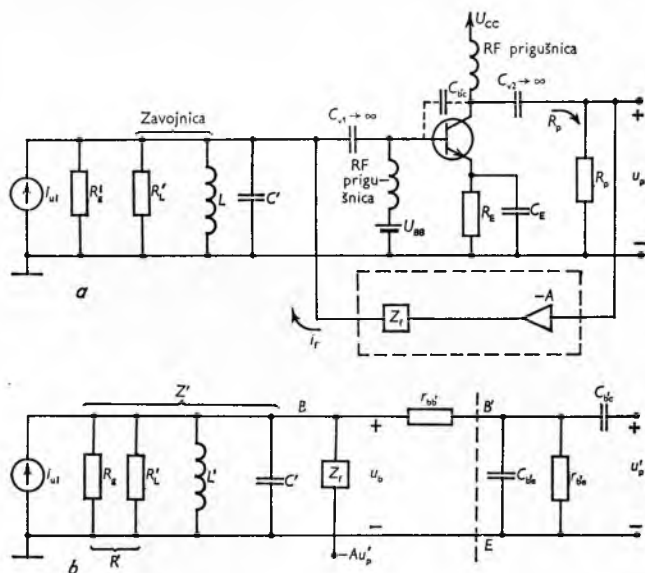
$$F = S_1 R \frac{1}{2\pi RC} = \frac{S_1}{2\pi(C' + C_{b'e1} + 2C_{b'e1})}.$$

Ako se uzme $C' = 0$, s obzirom na to da je $C_{b'e1} \gg 2C_{b'e1}$, koeficijent dobrote sklopa dostiže

$$F = \frac{S_1}{2\pi C_{b'e1}} = f_T.$$

Prema tome kaskodno pojačalo ima pojačanje približno jednako pojačanju jednostavnog sklopa sa zajedničkim emiterom. Prednost kaskodnog pojačala je drastično smanjenje Millerove kapacitivnosti, čime je postignuta izolacija izlaznog od ulaznog kruga. Zahvaljujući neznatnoj Millerovoj kapacitivnosti postiže se koeficijent dobrote približno jednak f_T . Podešavanje kaskodnog pojačala relativno je jednostavno.

Neutralizacija. Osim kaskodnim sklopom može se smanjenje djelovanja Millerovog efekta za jednostavni spoj sa zajedničkim emiterom postići i neutralizacijom (sl. 199a).



Sl. 199. Neutralizacija. a Sklop s neutralizacijom, b nadomjesni sklop neutraliziranog pojačala

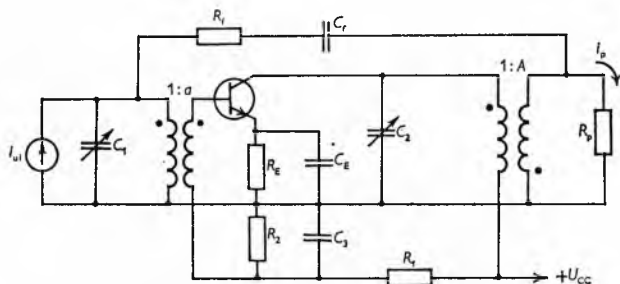
Napon na bazi ovisi o izlaznom naponu u_p zbog povratne veze preko $C_{b'e}$ (Millerov efekt). Da bi se neutraliziralo to djelovanje, dodaje se posebni krug povratne veze izvana, koji šalje struju i_r jednaku po iznosu, a suprotnu po fazi struji koja dolazi preko $C_{b'e}$. Pojačanje u petlji povratne veze postaje jednako nuli. Napon na bazi neovisan je o izlaznom naponu u_p . Opasnost od oscilacija je uklonjena, pojačalo je »neutralizirano«.

Iz nadomjesne sheme (sl. 199 b) može se izračunati da se grana povratne veze sastoji od mreže RC, u kojoj je

$$R_t = A r_{be'} \left(1 + \frac{C_{b'e}}{C_{b'e'}} \right)$$

$$C_t = \frac{1}{A} \cdot \frac{C_{b'e}}{(1 + r_{be'}/r_{b'e'})}.$$

Povratne veze ostvaruju se praktički transformatorom (sl. 200).



Sl. 200. Primjer izvedbe pojačala s neutralizacijom

Sinhrono usklađena kaskada jednostruko usklađenih pojačala. Vezivanjem pojačala u kaskadu pojačanje raste, a širina pojasa se smanjuje. Sinhrono usklađena kaskada jednostruko usklađenih pojačala imaće pojačanje

$$A_n = (A_{ref})^n \left(\frac{1}{1 + j\Omega_r} \right)^n = A_{refn} \frac{1}{(1 + j\Omega_r)^n},$$

odnosno

$$A_n = (A_{ref})^n \left(\frac{1}{1 + jX} \right)^n = A_{refn} \frac{1}{(1 + jX)^n},$$

gdje je Ω_r , odn. X , normirani rasklad (v. str. 535).

Širina pojasa je

$$B_n = B \sqrt{2^{1/n} - 1}.$$

Koeficijent dobrote pojačala je umnožak prosječnog pojačanja i širine pojasa

$$F_n = (A_{refn})^{1/n} \cdot B_n.$$

Vidi se da širina pojasa i koeficijent dobrote sklopa padaju s brojem stupnjeva, što je nedostatak sinhrono usklađene kaskade jednostruko usklađenih pojačala. Najveći iznos širine pojasa dobije se uz pojačanje po stupnju

$$(A_{refn})^{1/n} = \exp \frac{2^{1/n} \ln 2}{2n(2^{1/n} - 1)}.$$

Neka se npr. radi o jednostruko usklađenom pojačalu s unipolarnim tranzistorom (sl. 201 a). Prema nadomjesnoj shemi (sl. 201 b) mogu se izračunati naponsko pojačanje:

$$A_v = \frac{-a S (r_{ds} \parallel R_p) [(R_s \parallel R_L')/R_s]}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)},$$

ukupna kapacitivnost:

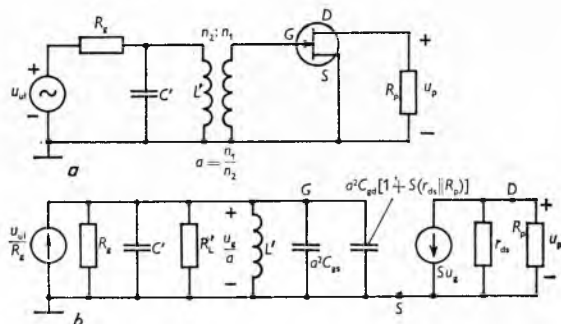
$$C = a^2 \{ C_{gs} + C_{gd} [1 + S(r_{ds} \parallel R_p)] \},$$

faktor dobrote:

$$Q = \omega_0 (R_s \parallel R_L') (C' + C),$$

rezonantna frekvencija:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L'(C' + C)},$$



Sl. 201. Jednostruko usklađeno pojačalo s unipolarnim tranzistorom. a Sklop s ispuštenim elementima za napajanje, b nadomjesni sklop

pojaćanje na središnjoj frekvenciji:

$$A_{vmax} = -a S(r_{ds} \parallel R_p) \frac{R_L'}{R_g + R_L'}$$

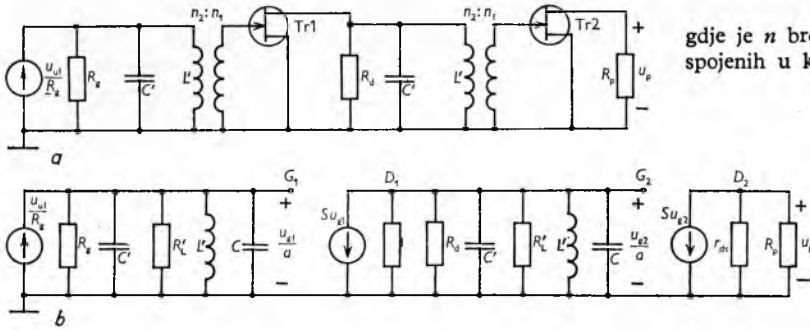
širina pojasa:

$$B = \frac{1}{2\pi(R_g \parallel R_L')(C' + C)}$$

koefficient dobrote sklopa:

$$F = a \cdot \frac{S(r_{ds} \parallel R_p)}{2\pi R_g} \cdot \frac{1}{C' + C}$$

Ako se iz dva ovakva pojaćala načini sinhrona kaskada jednostruko usklađenih pojaćala (sl. 202 a), bit će za oba titrajna



Sl. 202. Sinhrono usklađena kaskada jednostruko usklađenih pojaćala s unipolarnim tranzistorima. a) Sklop s ispuštenim elementima za napajanje, b) nadomjesni sklop

kruga prema nadomjesnoj shemi na sl. 202 b

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L'(C' + C)}$$

a otpori moraju biti

$$R_g \parallel R_L' = r_{ds} \parallel R_p \parallel R_L' = R$$

Naponsko pojaćanje kaskade bit će

$$A_v = \frac{u_p}{u_{ul}} = \frac{-a S R [-a S(r_{ds} \parallel R_p)]}{\left[1 + j Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]^2} \cdot \frac{R_L'}{R_g + R_L'}$$

gdje je $Q = \omega_0 R(C' + C)$. Za $\omega = \omega_0$ izlazi pojaćanje na središnjoj frekvenciji ω_0 . Širina pojasa kaskade određuje se iz jednadžbe

$$\left[1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right]^2 = 2$$

i iznosi

$$B = \frac{\omega_0}{2\pi Q} \sqrt{2^{1/2} - 1} = 0,643 \frac{f_0}{Q} = 0,643 \frac{1}{2\pi(C' + C)R}$$

Produkt pojaćanja i širine pojasa daje koefficient dobrote sklopa

$$F = A_{vmax} \cdot B = \frac{0,643 a S R [a S(r_{ds} \parallel R_p)]}{2\pi R_g(C' + C)}$$

Sinhrono usklađena kaskada dvaju jednostruko usklađenih pojaćala ima veće pojaćanje, ali se širina pojasa smanjuje u odnosu prema jednostepeno usklađenom pojaćalu. Koefficient dobrote može biti i veći i manji nego kod jednog stupnja.

Razmaknuto usklađeni n-terac. Pojaćalo sa n stupnjeva u kojemu su pojedini titrajni krugovi podešeni na različite, ali određene rezonantne frekvencije, naziva se razmaknuto usklađeni n -terac. Rezonantne frekvencije određuju se tako da frekvencijska karakteristika bude glatka, odnosno maksimalno glatka. Apsolutna vrijednost pojaćanja je

$$|A| = |A_{ref}| \frac{1/\delta^n}{\sqrt{1 + \delta^{2n}}}$$

gdje je $|A_{ref}|$ apsolutna vrijednost referentnog pojaćanja na srednjoj frekvenciji stupnjeva koji čine n -terac, n je broj stupnjeva a δ relativna širina pojasa. Normirani rasklad iznositi će,

za proizvoljni broj stupnjeva,

$$\Omega_r = \frac{1}{\delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

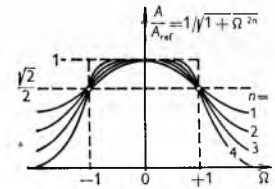
Relativna širina pojasa zove se faktor $\delta = B/f_0$ koji ovisi o faktoru dobrote Q titrajnih krugova i o omjeru a rezonantnih frekvencija pojedinih titrajnih krugova prema središnjoj frekvenciji pojaćala. Ovisnost ovih veličina dana je u tabl. 3.

Takvim pojaćalima dobiva se veća širina pojasa uz manje pojaćanje u usporedbi sa sinhrono usklađenom kaskadom. Frekvencijska karakteristika je uglatija (sl. 203).

Ako se razmaknuto usklađeni n -terci vežu u kaskadu, dobije se veće pojaćanje, širina pojasa sporije se smanjuje (tablica 4) nego u slučaju sinhrono kaskade, a dana je izrazom

$$B_m = B_n (2^{1/m} - 1)^{1/2n}$$

gdje je n broj titrajnih krugova u n -tercu, a m je broj n -teraca spojenih u kaskadu.



Sl. 203. Krivulje rezonancije (maksimalno glatke karakteristike) za razmaknuto usklađene n -terce

Kod n -terca za $n > 1$ javlja se nadvišenje u odzivu na jedinični skok (tabl. 5). Nadvišenje zove se iznos za koji signal prelazi nominalnu vrijednost (v. sl. 251).

Tranzistorsko pojaćalo u spoju zajedničke baze (sl. 204 a) neka ima titrajne krugove jednakih faktora dobrote s obzirom na središnju frekvenciju

$$Q_0 = Q_1 = Q_2 = \omega_0 R_1 C_1 = \omega_0 R_2 C_2 = \omega_0 \tau,$$

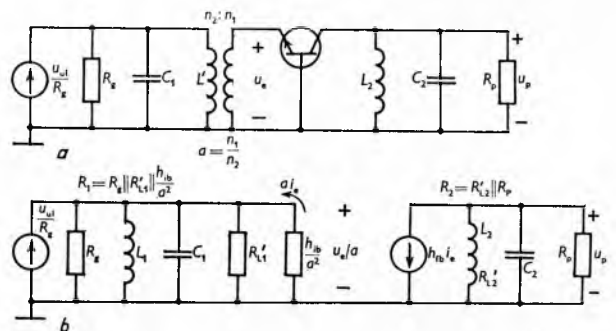
(gdje je τ vremenska konstanta), dok su im rezonantne frekvencije različite

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1} \neq \omega_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}$$

Naponsko pojaćanje je prema sl. 204 b

$$A_v = \frac{u_p}{u_{ul}} = \frac{u_p}{i_e} \cdot \frac{i_e}{u_e} \cdot \frac{u_e}{u_{ul}} \approx$$

$$\approx \frac{a S R_1 R_2 / R_g}{\left[1 + j \omega \tau \left(1 - \frac{\omega_2^2}{\omega^2}\right)\right] \cdot \left[1 + j \omega \tau \left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right)\right]}$$



Sl. 204. Razmaknuto usklađeno pojaćalo s tranzistorom. a) Sklop s ispuštenim elementima za napajanje, b) nadomjesni sklop

Ako se uzme da je širina pojasa mala u odnosu na središnju frekvenciju ω_0 , može se uzeti da je

$$\frac{\omega + \omega_0}{\omega} \approx 2,$$

gdje je ω bilo koja frekvencija između ω_1 i ω_2 . U tom se slučaju nazivnik izraza za pojaćanje može pojednostavniti u

Tablica 3

MAKSIMALNO GLATKE KARAKTERISTIKE USKLAĐENOG
n-TERCA I OVISNOST MEĐU VELIČINAMA Q, β I a

	Dva stupnja usklađena na f_0/a i f_0/a jednakog faktora dobrote Q $\frac{1}{Q^2} = \frac{4 + \delta^2 - \sqrt{16 - \delta^2}}{2}$ $\delta^2 = \left(a - \frac{1}{a}\right)^2 + \frac{1}{Q^2}$
	Dva stupnja usklađena na f_0/a i f_0/a jednakog faktora dobrote Q i jedan stupanj usklađen na f_0 širine pojasa B $\frac{1}{Q^2} = \frac{4 + \delta^2 - \sqrt{16 + 4\delta^2 + \delta^4}}{2}$ $\delta^2 = \left(a - \frac{1}{a}\right)^2 + \frac{1}{Q^2}$
	Dva stupnja usklađena na f_0/a_1 i f_0/a_1 jednakog faktora dobrote Q_1 te dva stupnja usklađena na f_0/a_2 i f_0/a_2 jednakog faktora dobrote Q_2 $\frac{1}{Q_1^2} = \frac{4 + \delta^2 - \sqrt{16 + 5,656\delta^2 + \delta^4}}{2}$ $\delta^2 = \left(a_1 - \frac{1}{a_1}\right)^2 + \frac{1}{Q_1^2}$ $\frac{1}{Q_2^2} = \frac{4 + \delta^2 - \sqrt{16 - 5,656\delta^2 + \delta^4}}{2}$ $\delta^2 = \left(a_2 - \frac{1}{a_2}\right)^2 + \frac{1}{Q_2^2}$
	Dva stupnja usklađena na f_0/a_1 i f_0/a_1 jednakog faktora dobrote Q_1, dva stupnja usklađena na f_0/a_2 i f_0/a_2 jednakog faktora dobrote Q_2 te jedan stupanj usklađen na f_0 širine pojasa B $\frac{1}{Q_1^2} = \frac{4 + \delta^2 - \sqrt{16 + 6,472\delta^2 + \delta^4}}{2}$ $\delta^2 = \left(a_1 - \frac{1}{a_1}\right)^2 + \frac{1}{Q_1^2}$ $\frac{1}{Q_2^2} = \frac{4 + \delta^2 - \sqrt{16 - 2,472\delta^2 + \delta^4}}{2}$ $\delta^2 = \left(a_2 - \frac{1}{a_2}\right)^2 + \frac{1}{Q_2^2}$
n (razmaknuto usklađen n-terac)	Dva stupnja usklađena na f_0/a_1 i f_0/a_1 jednakog faktora dobrote Q_1, dva stupnja usklađena na f_0/a_2 i f_0/a_2 jednakog faktora dobrote Q_2 itd. te jedan stupanj usklađen na f_0 širine pojasa B (ako je n neparan) $\frac{1}{Q_k^2} = \frac{4 + \delta^2 - \sqrt{16 + 8\delta^2 \cos k\pi/n + \delta^4}}{2}$ $\delta^2 = \left(a_k - \frac{1}{a_k}\right)^2 + \frac{1}{Q_k^2}$ $k = 1, 3, 5, \dots, (n-1)$

Objašnjenje: Središnja frekvencija f_0 , ukupna širina pojasa $B = \delta f_0$

Tablica 4

OMJER ŠIRINE POJASA KASKADE B_m I ŠIRINE POJASA n-TERCA B_n ZA RAZLIČITE BROJEVE TITRAJNIH KRUGOVA n U n-TERCU I RAZLIČITI BROJ n-TERACA m

m	B_m/B_n		
	n = 1	n = 2	n = 3
1	1	1	1
2	0,64	0,80	0,86
3	0,51	0,71	0,80
4	0,44	0,66	0,76
5	0,39	0,62	0,73

Tablica 5

NADVIŠENJE U n-TERCU U ODZIVU NA JEDINIČNI SKOK
PRI RAZLIČITOM BROJU TITRAJNIH KRUGOVA n

n	1	2	3	4	5
Nadvišenje, %	0	4,3	8,1	10,9	12,8

$[1 + j \cdot 2 \tau (\omega - \omega_2)] \cdot [1 + j \cdot 2 \tau (\omega - \omega_1)]$. S obzirom na to da je $\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2)/2$ i ako se označi $\omega_2 - \omega_1 = 2 \Delta$ dobije se za pojačanje:

$$A_v = \frac{-a S R_1 R_2}{R_g} \cdot \frac{1}{1 - 4 \tau^2 [(\omega - \omega_0)^2 - \Delta^2] + j \cdot 4 \tau (\omega - \omega_0)}$$

Apsolutna vrijednost izraza bit će

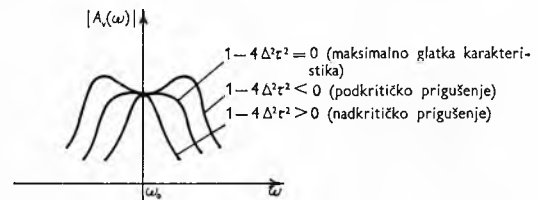
$$|A_v| = \frac{a S R_1 R_2}{4 \tau^2 R_g} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{1}{(\omega - \omega_0)^4 + \frac{1 - 4 \Delta^2 \tau^2}{2 \tau^2} (\omega - \omega_0)^2 + \left(\frac{1 + 4 \Delta^2 \tau^2}{4 \tau^2}\right)^2}}$$

Na središnjoj frekvenciji je

$$A_{vmax} = \frac{a S R_1 R_2}{R_g} \cdot \frac{1}{1 + 4 \Delta^2 \tau^2}$$

Ovisnost karakteristike pojačanja o članu $1 + 4 \Delta^2 \tau^2$ vidi se na sl. 205.



Sl. 205. Karakteristike pojačala sa sl. 204

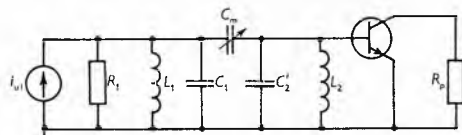
Praktički se nastoji obično ostvariti maksimalno glatka karakteristika. U slučaju pojave rogova (potkritičko prigušenje) fazna karakteristika je vrlo nelinearna, što je u nekim primjenama vrlo nepovoljno. Eventualno se dozvoljavaju rogovi do 1 dB.

Iz uvjeta za maksimalno glatku karakteristiku ($1 = 4 \Delta^2 \tau^2$), uz upotrebu formula za pojačanje, može se naći da je širina pojasa $B = 1/(\sqrt{2} \pi \cdot \tau)$, a koeficijent dobrote pojačala da je

$$F = \frac{-a S R_1}{2 \pi \cdot \sqrt{2} R_g C_2}$$

Vidi se da je širina pojasa $\sqrt{2}$ puta veća nego pri jednostruko usklađenom pojačalu.

Ovakvo se pojačalo može jednostavno realizirati u spoju zajedničke baze jer su ulazni i izlazni krug izolirani. U spoju zajedničkog emitera, zajedničke katode kod triode, ili zajedničkog uvoda kod unipolarnog tranzistora, nastaju teškoće zbog Milleroovog efekta. Ako se upotrijebi pentoda, nema teškoća.

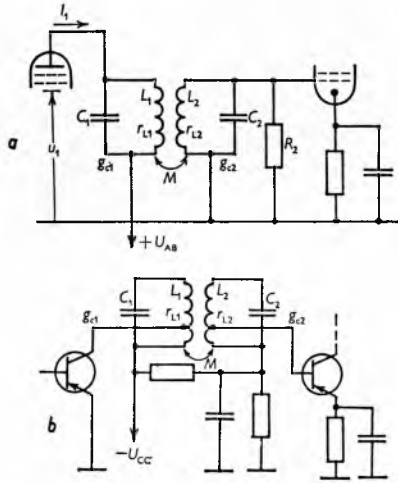
Sl. 206. Usklađeno pojačalo s kapacitivnom vezom (C_m) između titrajnih krugova

U praktičkoj realizaciji teškoće može izazvati i induktivna veza titrajnih krugova. Za podešavanje veze titrajnih krugova često se primjenjuje rješenje s kapacitivnom vezom C_m (sl. 206).

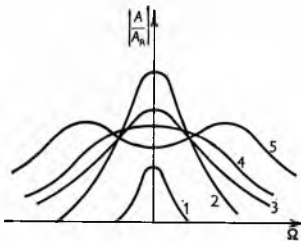
Dvostruko usklađena pojačala. Kad se mreža za vezu između dva stupnja sastoji od dva titrajna kruga (sl. 207), radi se o dvostruko usklađenom pojačalu.

Prednost je dvostruko usklađenog pojačala da se postiže veća širina pojasa uz jednaku *selektivnost* i uz nešto veći koeficijent dobrote. Ovdje treba definirati selektivnost: to je omjer širine pojasa na razini 60 dB ispod vrha naprama širini pojasa 6 dB ispod vrha (sl. 209). Ako se identična dvostruko usklađena pojačala vežu u kaskadu, ukupna širina pojasa smanjuje se sporije nego u slučaju sinhrono kaskade jednostruko usklađenih pojačala:

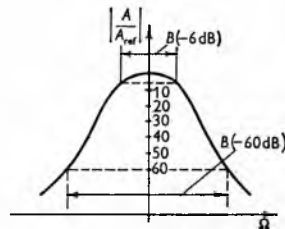
$$B_n = B (2^{1/n} - 1)^{1/4}.$$



Sl. 207. Dvostruko usklađeno pojačalo: a s elektronkama, b s tranzistorima



Sl. 208. Frekvencijske karakteristike dvostruko usklađenog pojačala. 1...5 odnose se na različite faktore veze k ; $k_1 < k_2 = k_{k1} < k_3 < k_4 = k_{gr} < k_5$



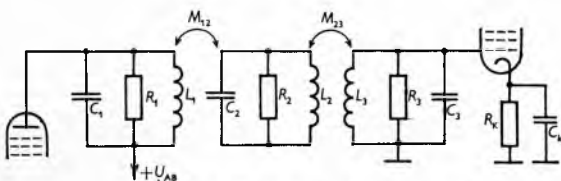
Sl. 209. Uz definiciju selektivnosti pojačala. Selektivnost pojačala jest omjer između širine pojasa $B(-60 \text{ dB})$ i $B(-6 \text{ dB})$

Kaskada usklađenih pojačala može se načiniti i iz nejednakih stupnjeva. Frekvencijska karakteristika u tom slučaju može imati toliko vrhova koliko ima titrajnih krugova, a broj je do lova za jedan manji.

Sastavljanjem dvaju dvostruko usklađenih pojačala s karakteristikama koje nisu glatke može se načiniti pojačalo koje ima glatku karakteristiku.

Maksimalno glatka karakteristika može se dobiti i vezivanjem jednog dvostruko usklađenog pojačala i jednog jednostruko usklađenog pojačala.

Trostruko usklađeno pojačalo. Proširenje pojasa uz stalnu selektivnost može se postići u međufrekvencijskim pojačalima povećanjem broja titrajnih krugova od dva na tri (sl. 210). U



Sl. 210. Trostruko usklađeno pojačalo

tom slučaju frekvencijska karakteristika neće biti simetrična s obzirom na središnju frekvenciju, a i referentno pojačanje bit će manje. Frekvencijska karakteristika neće biti glatka, osim u slučaju vrlo slabe međusobne veze visokokvalitetnih titrajnih krugova.

Oscilatori

Ako u sustavu s povratnom vezom pojačanje u petlji povratne veze βA postane jednako jedinici uz fazni kut $\varphi = 0$, dolazi do nestabilnosti ili do pojave oscilacija. To je stanje nepoželjno u pojačalima i ono se na različite načine otklanja. U oscilatorima se, međutim, nastoji realizirati baš takvo stanje.

Kod aktivnih filtara prikazana je Q -multiplikacija (v. str. 521). Ako se postigne da je $|\beta A| = 1$ uz $\varphi = 0$, samo pri određenoj frekvenciji ω_0 dobit će se $Q(\omega_0)$ beskonačno. Sklop će samostalno oscilirati na frekvenciji ω_0 .

Za dalje podatke o oscilatorima v. poglavlje Odašiljači, str. 585.

RC-oscilator ili oscilator s faznim pomakom (sl. 211a) sastoji se od pojačala u spoju zajedničkog emitera i više mreža CR spojenih u petlju povratne veze. Shema sklopa s triodom potpuno je ekvivalentna.

Kad bi se u prikazanom oscilatoru radilo o neovisnim mrežama CR, trebalo bi da svaka od njih doprinese faznom zakretu 60° , tako da se zajedno sa zakretom od 180° , koje daje pojačalo, dobije fazni zakret od 360° . Pri tom bi frekvencija dobivenih titraja bila

$$\omega_0 = 1/\sqrt{3RC}.$$

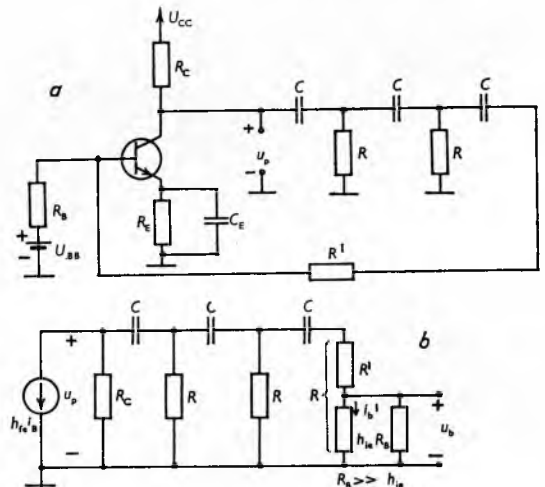
S obzirom na to da su mreže CR povezane, treba izvršiti analizu nadomjesnog sklopa (sl. 211 b).

Pojačanje u petlji povratne veze je $\beta A = \frac{i_b}{i_{b'}}$. Ono bi moralo

biti jednako jedinici uz fazu 0 da bi sklop oscilirao.

Iz nadomjesne sheme izlazi:

$$-h_{re} i_b \approx i_{b'} \left(3 + \frac{4}{pRC} + \frac{1}{p^2 R^2 C^2} + \frac{R}{R_C} + \frac{6}{pRC} + \frac{5}{p^2 C^2 R R_C} + \frac{1}{p^3 R^2 R_C C^3} \right).$$



Sl. 211. RC-oscilator. a Shema sklopa, b nadomjesna shema sklopa.

Za $\beta A = 1$, uz fazni kut jednak nuli, pri frekvenciji ω_0 mogu se izjednačiti posebno imaginarne i realne komponente da se dobije uvjet osciranja:

$$\frac{1}{\omega_0^2 R R_C C^2} = 4 + 6 \frac{R}{R_C},$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{\sqrt{6 + 4 \frac{R}{R_C}}}$$

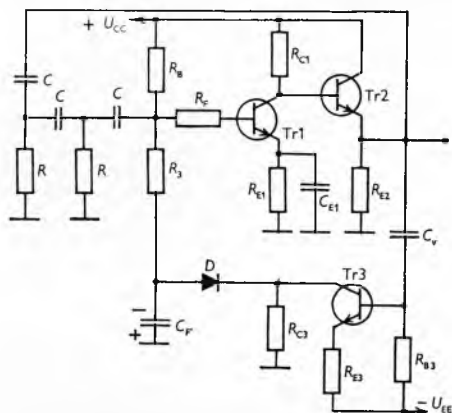
$$i \quad -h_{re} = 3 + \frac{R}{R_C} - \frac{4 + 6 \frac{R}{R_C}}{R/R_C} - 5 \left(4 + 6 \frac{R}{R_C} \right),$$

$$\frac{R}{R_C} = \frac{h_{re} - 23}{58} + \sqrt{\left(\frac{h_{re} - 23}{58} \right)^2 - \frac{4}{29}}.$$

Ako je zadano h_{re} i ω_0 , može se odrediti R/R_C i onda RC , odn. sam C . Iz posljednjeg izraza vidi se da mora biti $h_{re} > 23 +$

+ 21,6 = 44,6 da bi izraz pod korijenom bio pozitivan i da bi sklop oscilirao. Za $h_{fe} = 44,6$ izlazi $R/R_C = 0,375$. Ako se ovaj odnos poveća, oblik generiranog napona bit će izobličen. Praktički treba predvidjeti mogućnost podešavanja promjenljivim R_C , da bi se izbjegla izobličenja.

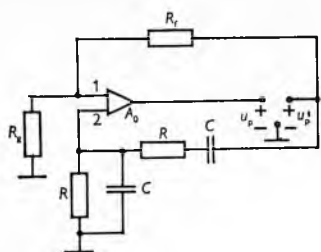
Da bi se stabilizirala amplituda oscilacija RC-oscilatora, može se upotrijebiti dodatna negativna povratna veza (sl. 212),



Sl. 212. RC-oscilator s pridodanom granom negativne povratne veze C_F

kojom se u slučaju povećanja izlaznog signala mijenja istosmjerni napon na C_F tako da se smanjuje pobuda tranzistora.

Wienov mosni oscilator. U mosnim se oscilatorima iskorištava činjenica da su ulazni i izlazni napon mosta u fazi na rezonantnoj frekvenciji ω_0 . Mosni sklop služi kao β -član.



Sl. 213. Wienov mosni oscilator s integriranim pojačalom. 1 Invertirajući ulaz, 2 neinvertirajući ulaz

Pojačanje u petlji povratne veze Wienovog mosnog oscilatora s integriranim pojačalom (sl. 213) koje ima diferencijalne ulaze iznosi

$$\beta A = \frac{u_p}{u_p'} = \left(\frac{\frac{R}{1 + pRC}}{\frac{R}{1 + pRC} + R + \frac{1}{pC}} - \frac{R_g}{R_g + R_f} \right) A_0 =$$

$$= \left(\frac{\frac{p}{\omega_0}}{\frac{p}{\omega_0} + \left(1 + \frac{p}{\omega_0}\right)^2} - \frac{R_g}{R_g + R_f} \right) A_0,$$

gdje je $\omega_0 = 1/RC$.

Za $\beta A = 1$, uz fazni kut jednak nuli, uvrštenjem $p = j\omega$ dobije se

$$1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j \frac{\omega}{\omega_0} \left[3 - \frac{A_0 (R_g + R_f)}{R_g (1 + A_0) + R_f} \right] = 0.$$

Ako se posebno imaginarni i realni dio izjednače s nulom, izlazi

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{i} \quad \frac{R_f}{R_g} = \frac{2A_0 + 3}{A_0 - 3}.$$

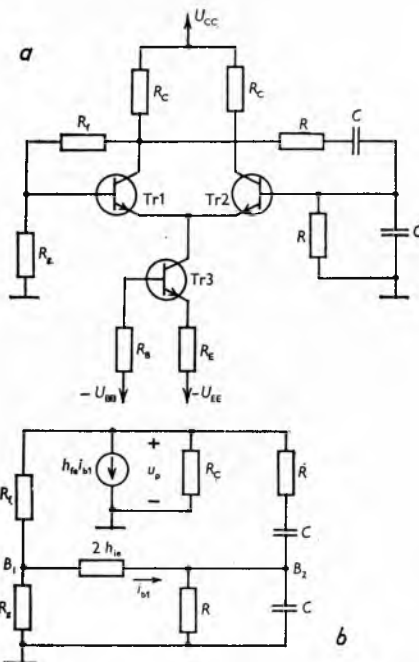
A_0 mora biti veće od 3, a ako je vrlo veliko, onda $R_f/R_g \rightarrow 2$. Frekvencija ne ovisi o pojačanju pojačala.

Izvedeni uvjeti vrijedit će i za sklop s diferencijalnim pojačalom (sl. 214) ako je $R_C \ll R_f$, R i $2h_{ie} \gg R_g$, R . Pojačanje dife-

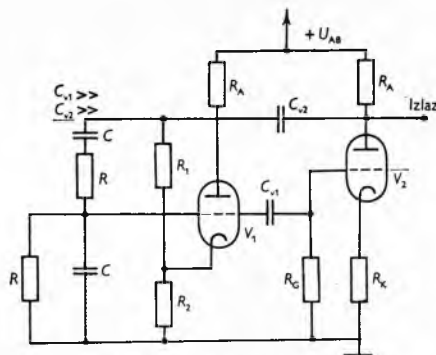
rencijalnog pojačala je

$$A_0 = \frac{u_p}{u_{b1} - u_{b2}} = \frac{u_p}{i_{b1}} \cdot \frac{i_{b1}}{u_{b1} - u_{b2}} \approx -h_{fe} R_C \frac{1}{2h_{ie}} = -\frac{R_C}{2h_{ie}}$$

Sklop s triodama dan je na sl. 215.



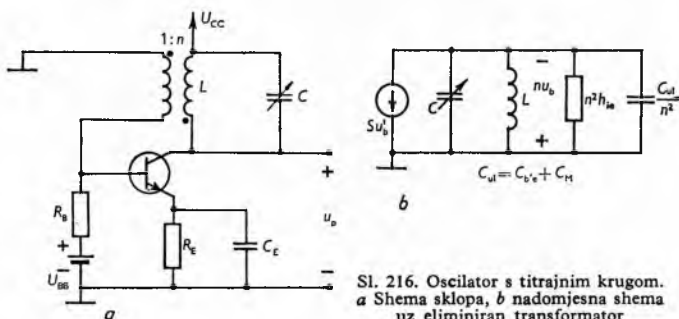
Sl. 214. Wienov oscilator. a Shema sklopa, b nadomjesna shema



Sl. 215. Wienov oscilator s triodama

Spoj Wienovog mosnog oscilatora vrlo se često primjenjuje u području audio-frekvencija. Podešavanje se obično vrši kontinuiranom promjenom kapacitivnosti C obaju kondenzatora, a gruba promjena skokovitom promjenom otpora R .

Oscilator s titrajnim krugom. U oscilatoru s titrajnim krugom (sl. 216a) pozitivna je povratna veza ostvarena s pomoću transformatora koji okreće fazu za 180° . Iz nadomjesne sheme (sl. 216 b) za pojačanje u petlji povratne veze izlazi



Sl. 216. Oscilator s titrajnim krugom. a Shema sklopa, b nadomjesna shema uz eliminiran transformator

$$\beta A = \frac{u_b}{u_b'} = \frac{S/n}{\frac{1}{n^2 h_{ie}} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega \left(C + \frac{C_{ul}}{n^2}\right)}$$

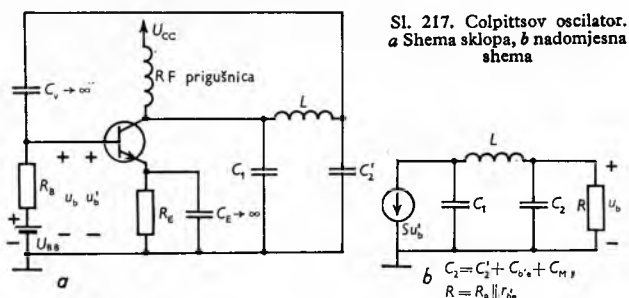
Da bi bilo $\beta A = 1$, uz fazni kut jednak nuli, mora biti

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L \left(C + \frac{C_{ul}}{n^2}\right)} \quad \text{ i } n h_{ie} = 1.$$

Frekvencija oscilatora ovisi o kapacitivnosti C_{ul} , odnosno o radnoj točki tranzistora. Iz uvjeta $n \cdot h_{ie} = 1$ proizlazi da će n biti mali. Ako taj uvjet nije ispunjen, dolaze do izražaja nelinearnosti karakteristike tranzistora. Titrajni krug filtrirat će, međutim, osnovni harmonik.

Colpittsov oscilator prikazan je na sl. 217 a.

Pojačanje u petlji povratne veze kod Colpittsovog oscilatora dobije se iz nadomjesne sheme (sl. 217 b):



$$\text{Uz fazni kut } \varphi = 0, \quad \beta A = \frac{u_b}{u_b'} = 1 =$$

$$= \frac{-SR}{pRC_1 + (1 + pRC_2)(1 + p^2LC_1)}.$$

Iz ove jednačbe slijedi za $p = j\omega$:

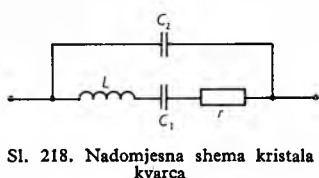
$$\omega^2 = \omega_0^2 = \frac{1}{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \quad \text{ i } \omega_0^2 LC_1 = 1 + SR.$$

Dijeljenjem tih dviju jednačbi dobije se uvjet

$$1 + SR = 1 + \frac{C_1}{C_2},$$

pa ako je $R \approx r_{be}$, slijedi $h_{ie} \approx C_1/C_2$, što znači da su uvjeti za postojanje oscilacija direktno ovisni o faktoru pojačanja tranzistora.

Stabilnost frekvencije Colpittsovog oscilatora može se povećati upotrebom kristala kvarca umjesto zavojnice L . Kristal ima nadomjesnu shemu prema sl. 218 i vrlo veliki faktor dobrote

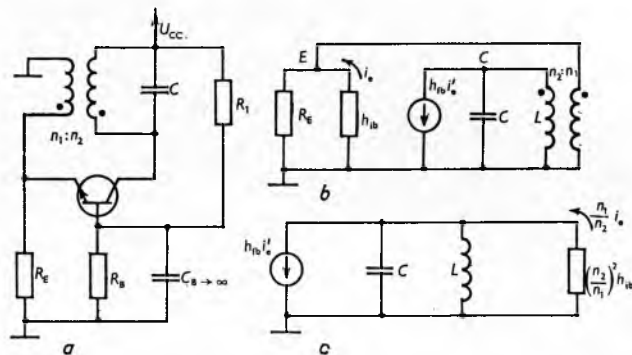


Sl. 218. Nadomjesna shema kristala kvarca

Q (nekoliko tisuća). Ako se u oscilatoru s kvarcom zamijeni tranzistor (npr. zbog kvara), praktički se neće mijenjati frekvencija osciliranja.

Hartleyev oscilator prikazan je na sl. 219a. Tranzistor je u spoju zajedničke baze, a povratna veza ostvarena je transformatorom. Može se upotrijebiti i autotransformator. Iz nadomjesnog sklopa (sl. 219 b i c) dobije se pojačanje u petlji povratne veze, uz fazni kut $\varphi = 0$,

$$\beta A = 1 = \frac{\frac{n_2}{n_1} \cdot h_{ie} \cdot \frac{L}{C}}{\frac{L}{C} + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 h_{ie} \left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C}\right)}$$



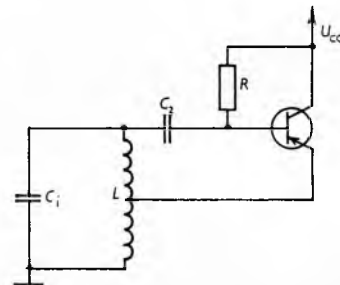
Sl. 219. Hartleyev oscilator. a Shema sklopa, b nadomjesni sklop, c nadomjesna shema uz eliminiran transformator

Uvjeti za osciliranje jesu

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad \text{ i } \frac{n_1}{n_2} = h_{ie}.$$

Prijenosni omjer treba da je podešen tako da se kompenzira pojačanje manje od jedinice u spoju zajedničke baze.

Na sl. 220 prikazana je varijanta Hartleyevog oscilatora u kojoj su upotrijebljeni autotransformator i tranzistor u spoju zajedničkog kolektora.



Sl. 220. Varijanta Hartleyevog oscilatora

Ispravljački sklopovi

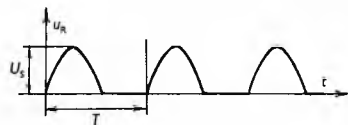
Elektronički sklopovi trebaju u pravilu istosmjerni izvor za napajanje. Stoga treba izmjenični napon mreže transformirati, ispraviti i izgladiti (filtrirati).

Osnovni spojevi ispravljača su poluvalni, punovalni i trofazni spojevi.

Poluvalni spoj ispravljača (sl. 221) najjednostavniji je, ali ima i najlošija svojstva. Ako je dioda idealna, na trošilu R javljaju se samo pozitivni poluvalovi sekundarnog napona. Uloga je diode da propusti struju samo za vrijeme jedne poluperiode, te se dobije tzv. poluvalni ispravljeni napon (sl. 222).



Sl. 221. Poluvalni spoj ispravljača



Sl. 222. Poluvalni ispravljeni napon

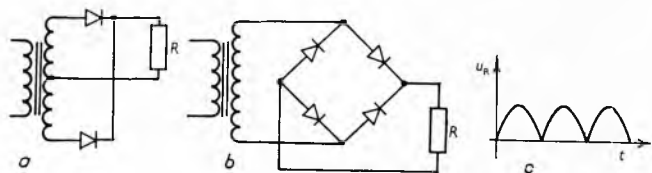
Efektivna vrijednost izlaznog napona na trošilu otpora R jest

$$u_R = R \cdot i = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \frac{U_s}{2},$$

a srednja vrijednost ili istosmjerna komponenta izlaznog napona jest

$$U = R \cdot I = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = 0,318 U_s.$$

Punovalni spojevi ispravljača (sl. 223) imaju znatno bolja svojstva. Efektivna vrijednost ispravljenog napona je $0,707 U_s$, a srednja vrijednost $0,637 U_s$.

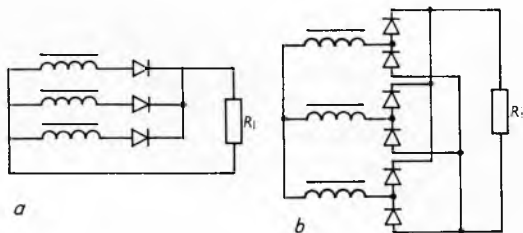


Sl. 223. Punovalno ispravljanje. *a* Spoj sa dvije diode, *b* Graetzov spoj, *c* punovalni ispravljeni napon

Trofazni spojevi (sl. 224) imaju još bolja svojstva. Oni su složeniji, zahtijevaju kompliciraniji transformator i veći broj dioda.

U tabl. 6 pregledno su dana svojstva osnovnih spojeva ispravljača uz idealne diode.

Ispravljački elementi koji se upotrebljavaju u ispravljačima jesu poluvodičke diode, vakuumске diode, plinom punjene ispravljačke elektronke i živine ispravljačice (v. *Elektronički sastavni dijelovi*, str. 461, 471, 476). Idealnoj diodi po svojim se svojstvima najviše približava poluvodička dioda.



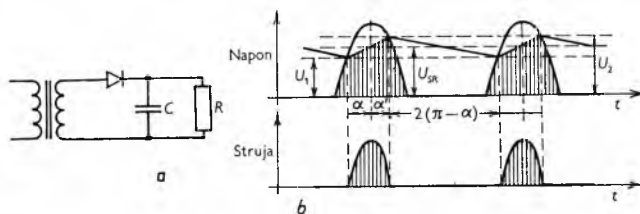
Sl. 224. Trofazni ispravljački spojevi. *a* Poluvalni spoj trofaznog ispravljača, *b* punovalni (Graetzov) spoj trofaznog ispravljača

Glađenje (filtriranje) ispravljenog napona obavlja se s pomoću kapacitivnosti, induktivnosti ili filtra (*CL* ili *RC*).

Svojstvo je kapacitivnosti (kondenzatora) da smanjuje izmjeničnu komponentu ispravljenog napona i da izdiže srednju vrijednost ispravljenog napona. Struja teče u kondenzator u impulsima (sl. 225). Maksimalni iznos promjene napona mjeren od srednje vrijednosti je

$$\Delta U = \frac{U_2 - U_1}{2} = \frac{I_{sr}}{2fC},$$

gdje je I_{sr} srednja vrijednost struje trošila, a f frekvencija osnovnog harmonika izmjenične komponente ispravljenog napona.



Sl. 225. Glađenje ispravljenog napona pomoću kapacitivnosti. *a* Poluvalni ispravljač s pridodanom kapacitivnošću, *b* napon i struja kondenzatora

Svojstvo je induktivnosti (prigušnice) da samo izglađuje napon, ali ne izdiže srednju vrijednost, kao kapacitivnost. Stoga se prigušnica primjenjuje u pravilu pri filtriranju većih struja, koje bi inače zahtijevale upotrebu kondenzatora velikih dimenzija.

Prigušnica u ispravljaču (sl. 226) pruža izmjeničnoj komponenti struje otpor $Z = R_L + X_L$. Da bi reaktancija X_L bila što veća, potrebno je da induktivnost L prigušnice bude što veća; to se postiže namotom sa željeznom jezgrom. U tom je slučaju pad napona izmjenične komponente najveći na prigušnici, a samo mali njegov dio prenosi se na trošilo. Obratno, najveći dio istosmjerne komponente prenosi se na otpor trošila R , a samo se mali dio gubi na omskom otporu R_L prigušnice.

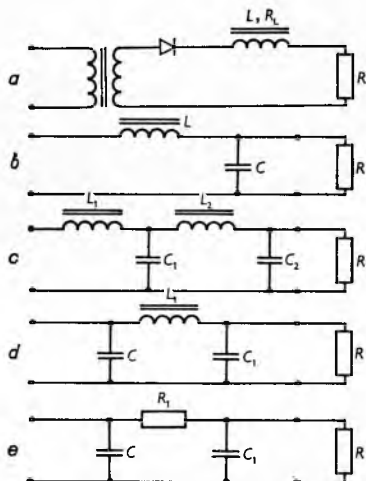
Tablica 6

KARAKTERISTIČNE VELIČINE OSNOVNIH ISPRAVLJAČKIH SKLOPOVA S BESKONAČNO VELIKOM INDUKTIVNOSTI NA ULAZU

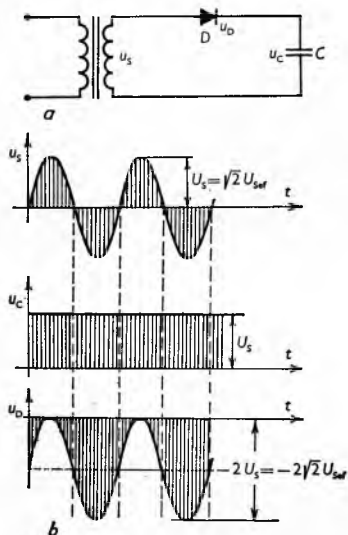
Karakteristična veličina	Vrijednost karakteristične veličine za ispravljački sklop				
	1-fazni punovalni	1-fazni punovalni mosni	3-fazni punovalni	3-fazni poluvalni	3-fazni punovalni mosni
Istosmjerni napon	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
Efektivni napon sekundarnog namota	1,111	1,111	0,855	0,740	0,428
Frekvencija brujanja	$2f$	$2f$	$3f$	$6f$	$6f$
Efektivni iznos napona 1. harmonika	0,471	0,471	0,177	0,0405	0,0405
Efektivni iznos napona 2. harmonika	0,0944	0,0944	0,041	0,0099	0,0099
Efektivni iznos napona 3. harmonika	0,0405	0,0405	0,018	0,0043	0,0043
Vrh napona brujanja	1,363	1,363	1,209	1,0472	1,0472
Dol napona brujanja	0	0	0,605	0,907	0,907
Maksimalni zaporni napon	3,14	1,57	2,09	2,09	1,05
Istosmjerna struja	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
Efektivni iznos struje u sekundarnom namotu	0,707	1,0	0,577	0,408	0,816
VA u sekundarnom namotu	1,57	1,1	1,48	1,81	1,05
VA u primarnom namotu	1,11	1,11	1,21	1,28	1,05

Prikladnim spajanjem induktivnosti i kapacitivnosti dobiju se filteri spojevi, u obliku četveropola L i T (sl. 226 b, c, d).

Za izbor elemenata u filteru upotrebljavaju se obično normirani dijagrami koji daju ovisnost odnosa izmjenične i istosmjerne komponente filtriranog napona prema veličini koja sadrži elemente sklopa (npr. za jednostavni filter na sl. 226 b to je $\omega^2 L C$). Pored toga za induktivnost se uzima vrijednost veća od tzv. kritične induktivnosti koja još podržava neprekidan tok struje kroz filter.



Sl. 226. Poluvadni ispravljač sa sklopom za glavljenje. a Sklop s prigušnicom, b sklop za glavljenje sa L-filtrom, c sklop za glavljenje sa dvostrukim L-filtrom, d sklop za glavljenje s filtrom u obliku II, e sklop za glavljenje s II-filtrom u kome prigušnicu zamjenjuje otpornik



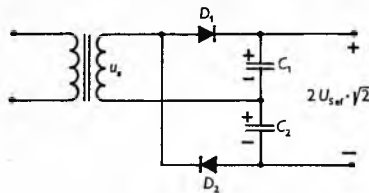
Sl. 227. Kapacitivno opterećenje ispravljača D. a Ispravljački sklop opterećen čistom kapacitivnošću, b naponi na sekundaru u_s , kondenzatoru u_c i diodi u

Filter u obliku četveropola Π primjenjuje se ako se kod danog transformatora želi dobiti veći istosmjerni napon, uz manju izmjeničnu komponentu nego kod jednostavnijeg filtra samo sa C - ili s LC -članom. Često se u filteru Π prigušnica zamjenjuje otpornikom (sl. 226 e), koji preuzima njenu ulogu s time da se na njemu stvara i dodatni pad napona istosmjerne komponente, s čime treba računati. Stoga se veći otpori R upotrebljavaju samo ako filter prenosi male struje, a ako se radi o većim strujama, dolaze u obzir samo manji otpori R . Pri tome, da se ne bi povećala izmjenična komponenta filtriranog napona, treba primijeniti veće kapacitivnosti C i C_1 .

Pri izboru dioda za ispravljač treba povesti računa o struji i naponu koje dioda mora podnijeti. Maksimalne (dozvoljene) vrijednosti obično daje proizvođač dioda.

Pri kapacitivnom opterećenju ispravljača napon s kondenzatora zbraja se s naponom sekundara i polarizira reverzno diodu dvostrukim naponom. Dioda mora biti kadra izdržati taj napon $2 U_s = 2 \sqrt{2} \cdot U_{sef}$ (sl. 227).

Umnogostručivači napona. Da bi se dobio napon dvostruko viši od napona dobivenog jednostavnim ispravljanjem, upotrebljava se Delonov ili Greinacherov spoj (sl. 228).



Sl. 228. Ispravljački spoj za udvostručavanje napona

Za vrijeme pozitivne poluperiode preko diode D_1 nabija se kondenzator C_1 , a za vrijeme negativne poluperiode nabija se kondenzator C_2 preko diode D_2 . Ako se uzme da je pad napona na diodama zanemarljiv, dobiveni istosmjerni napon na svakom pojedinom kondenzatoru bit će jednak maksimalnoj vrijednosti izmjeničnog napona na sekundaru. Naponi na kondenzatorima zbrajaju se, pa se na izlaznim stezaljkama dobije dvostruki napon $2 U_{sef} \cdot \sqrt{2}$.

Kaskadni generator prema Cockroft-Waltonu odnosno Greinacheru može dati istosmjerne napone jednake parnim ili neparnim višekratnicima napona na sekundaru $U_{smax} = U_{sef} \sqrt{2}$ (sl. 229).

Preko diode D_1 nabija se kondenzator C_1 na napon $U_{sef} \sqrt{2}$. Napon sekundara i napon s kondenzatora C_1 zajednički tjeraju struju u kondenzator C_2 , pa se na njemu dobije napon $2 U_{sef} \sqrt{2}$, itd. Prema tome vrijedi:

$$\begin{aligned} U_{C1} &= U_{sef} \sqrt{2}, \\ U_{C2} &= U_{sef} \cdot \sqrt{2} + U_{C1} = 2 U_{sef} \sqrt{2}, \\ U_{C3} &= U_{sef} \cdot \sqrt{2} + U_{C2} - U_{C1} = 2 U_{sef} \sqrt{2}, \\ U_{C4} &= U_{sef} \cdot \sqrt{2} + U_{C1} + U_{C3} - U_{C2} = 2 U_{sef} \sqrt{2}, \\ U_{C5} &= U_{sef} \cdot \sqrt{2} + U_{C2} + U_{C4} - U_{C1} - U_{C3} = 2 U_{sef} \cdot \sqrt{2}, \end{aligned}$$

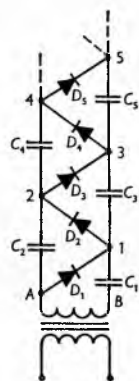
itd.

Sa svake strane naponi kondenzatora se zbrajaju. Npr. između točaka B i 5 vlada napon $5 U_{sef} \cdot \sqrt{2}$.

Dobro je svojstvo kaskadnog generatora da se s pomoću elemenata za male napone (transformator, diode, kondenzatori) mogu dobiti relativno veliki istosmjerni naponi. Jednostavni spoj visokonaponskog ispravljača tražio bi specijalnu izvedbu transformatora, visokonaponsku ispravljačicu i kondenzator za visoki napon. Kaskadni generator, međutim, može poslužiti samo kao izvor napona. Struje koje može davati su neznatne, a pri većem opterećenju napon se naglo ruši jer se kondenzatori, čiji je proces nabijanja složen, ne stignu dopuniti.

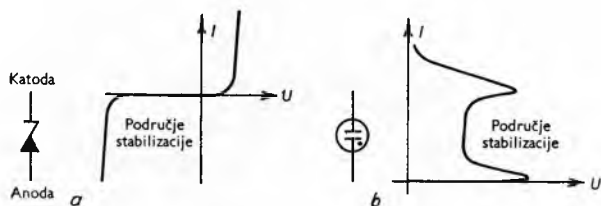
Stabilizatorski sklopovi

Elektronički se uređaji napajaju najčešće iz električne mreže. Budući da je njima redovito potrebna istosmjerna struja, napon mreže treba transformirati na potreban iznos, a struju ispraviti i filtrirati, kako bi se dobio odgovarajući istosmjerni napon. Napon mreže redovito tokom vremena odstupa manje ili više od svoje nazivne vrijednosti. Stoga dolazi i do smanjenja ili povećanja ispravljenog napona. Za mnoge elektroničke sklopove važno je da ta odstupanja budu svedena na minimum. U tu svrhu služe stabilizatorski sklopovi i uređaji. Stabilizirati se može izmjenični napon ili struja, ili pak istosmjerni napon ili struja. U ovom su članku obrađeni samo sklopovi stabilizatora istosmjernog napona.



Sl. 229. Kaskadni generator ili umnogostručivač napona

U sklopovima za stabilizaciju istosmjernog napona upotrebljavaju se elektronički elementi kojih napon u određenom području vrlo malo ovisi o struji. To su u prvom redu Zenerova dioda (sl. 230 a) i tinjalica (sl. 230 b) (v. *Elektronički sastavni dijelovi*, str. 470, 477). Njihova je zadaća da stabiliziraju napon, odnosno, da posluže kao izvori referentnog napona u stabilizatorima s aktivnim elementima.



Sl. 230. Elektronički elementi za stabilizaciju istosmjernog napona. a) Zenerova dioda (simbol i karakteristika), b) tinjalica (simbol i karakteristika)

Veličine kojima se karakteriziraju svojstva stabilizatora jesu **faktor stabilizacije**

$$F_s = \left| \frac{\Delta U_{ul}}{\Delta U_{iz}} \right|_{R_p = \text{konst.}}$$

i izlazni otpor

$$R_{iz} = \left| \frac{\Delta U_{iz}}{\Delta I_{iz}} \right|_{R_{ul} = \text{konst.}}$$

Vidi se da je faktor stabilizacije recipročna vrijednost pojačanja sklopa za izmjenični signal. Faktor F_s dobrih stabilizatora je velik, a otpor R_{iz} mali.

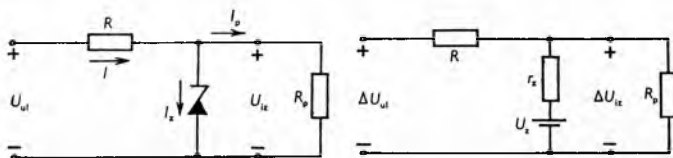
Paralelni stabilizatori. U paralelnim stabilizatorima element za stabilizaciju vezan je paralelno trošilu. Najveće je opterećenje elementa za stabilizaciju u praznom hodu, dok kratki spoj na izlazu po pravilu nije opasan, uz pravilno dimenzioniran predotpor R .

Stabilizator sa Zenerovom diodom (sl. 231). Zenerova dioda bira se prema željenom naponu i snazi. Ulazni napon mora biti veći od izlaznog (tipično: ~ 2 puta veći). Predotpor R služi za ograničavanje struje. Izlazni napon jednak je

$$U_{ul} = I R + U_{iz},$$

gdje je napon U_{iz} jednak naponu na Zenerovoj diodi U_z . Izlazna struja dijeli se na struju kroz diodu i struju kroz trošilo:

$$I = I_z + I_p.$$



Sl. 231. Shema stabilizatora sa Zenerovom diodom

Sl. 232. Nadomjesna shema stabilizatora sa Zenerovom diodom

Struja Zenerove diode I_z ne smije pasti ispod minimalne dozvoljene vrijednosti $I_{z \min}$, jer bi se u tom slučaju naglo smanjio napon U_z (koljeno karakteristike), tj. mora biti ispunjen uvjet

$$U_{ul \min} = U_z + R(I_{z \min} + I_p).$$

Struja diode I_z ne smije narasti iznad maksimalne dozvoljene vrijednosti $I_{z \max}$, da se ne bi disipacija snage na diodi,

$$P_{\max} = U_z \cdot I_{z \max},$$

povećala iznad dozvoljenog iznosa. Prema tome mora biti udovoljeno uvjetu:

$$U_{ul \max} = U_z + R(I_{z \max} + I_p).$$

Za nadomjesni sklop prema sl. 232 faktor stabilizacije iznosi

$$F_s = \frac{\Delta U_{ul}}{\Delta U_{iz}} = 1 + \frac{R}{R_p} + \frac{R}{r_z},$$

gdje je R predotpor, a r_z dinamički unutarnji otpor Zenerove diode, a izlazni je otpor

$$R_{iz} = \frac{R \cdot r_z}{R + r_z}.$$

Točnija analiza zahtijeva da se uzmu u obzir i promjene otpora r_z sa strujom I_p i temperaturni utjecaji.

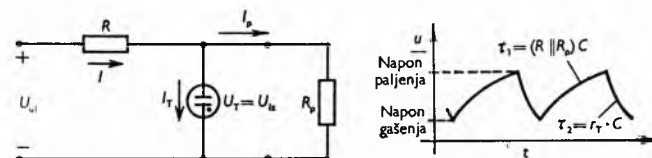
Stabilizator s tinjalicom (sl. 233). Sklop za stabilizaciju sastoji se od tinjalice i predotpornika. Ulazni napon i otpor predotpornika biraju se tako da pri uključanju napon na tinjalici nadvisi napon paljenja U_p :

$$U_{ul \min} \cdot \frac{R_p}{R + R_p} \geq U_p.$$

Nakon paljenja radna točka sklopa mora biti smještena unutar područja stabilizacije, s time da to bude i u slučaju maksimalnog pozitivnog odstupanja ulaznog napona:

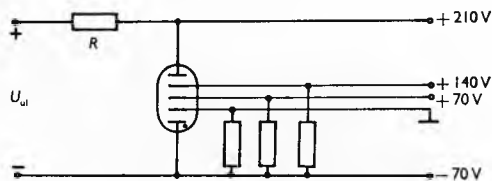
$$\frac{U_{ul \max} - U_T}{R} \leq I_{T \max} + \frac{U_{T \max}}{R_p}.$$

Napon tinjalice U_T u području tinjavog izboja malo varira s promjenom struje, a tipična mu je vrijednost ~ 80 V. Za veće napone tinjalice se mogu spajati u seriju.



Sl. 233. Shema stabilizatora s tinjalicom

Sl. 234. Oscilacije do kojih može doći kod stabilizatora s tinjalicom



Sl. 235. Stabilizator s tinjalicom 'stabilovolt'

Nadomjesni sklop za izmjenični signal (promjene napona) ekvivalentan je nadomjesnom sklopu stabilizatora sa Zenerovom diodom (v. sl. 232), pa su i rezultati za faktor stabilizacije i izlazni otpor analogni.

Ako se stabilizatoru s tinjalicom doda kapacitivnost paralelno otporu trošila R_p , može doći do relaksacionih oscilacija, tj. do periodičkog nabijanja i izbijanja kondenzatora (sl. 234).

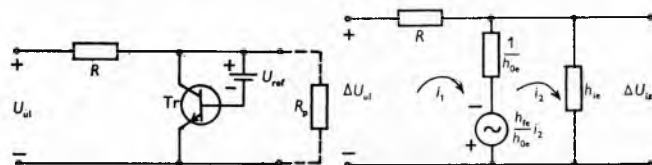
Da bi se izbjegla upotreba više tinjalica za veće napone, postoje tinjalice s više elektroda, poznate pod imenom 'stabilovolt'. Spoj s takvom tinjalicom (sl. 235) daje više različitih stabiliziranih napona.

Sklopovi s tinjalicom i Zenerovom diodom imaju nepovoljno svojstvo da je napon stezaljki određen upotrijebljenim stabilizacijskim elementom i da se ne može mijenjati.

Paralelni stabilizator s tranzistorom (sl. 236). Tu se stabilizirani napon dobije između kolektora i emitera tranzistora, kome se osigurava stalna pobuda iz izvora U_{ref} .

Porast ulaznog napona ($+\Delta U_{ul}$) povećava pobudu na bazi, kolektorska struja raste i pad napona na otporu R se povećava. Kompenzira se porast ulaznog napona. Radi se o sustavu s negativnom povratnom vezom kod kojeg je $\beta = 1$.

Svojstva sklopa određuju se iz nadomjesne sheme (sl. 237) u kojoj je ispušteno trošilo, tako da će se računati faktor stabilizacije za prazni hod $F_{s(\infty)}$. Pretpostavljeno je da je faktor h_{re} zanemarljivo mali. Rješavanjem jednadžbi petlji izlazi:



Sl. 236. Shema paralelnog stabilizatora s tranzistorom

Sl. 237. Nadomjesna shema paralelnog tranzistorskog stabilizatora

$$F_{s(\infty)} = 1 + \frac{1}{h_{ie}} R (1 + h_{te} + h_{te} h_{oe}).$$

S obzirom na to da je obično $h_{te} \gg 1$, a $h_{te} \cdot h_{oe} < 1$, izlazi:

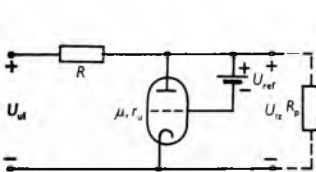
$$F_{s(\infty)} \approx 1 + R \frac{h_{te}}{h_{ie}}.$$

Izlazni otpor može se računati kao omjer izlaznog napona u praznom hodu i struje u kratkom spoju:

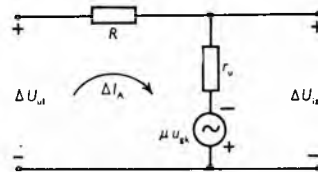
$$R_{iz} = \frac{\frac{1}{F_{s(\infty)}} \cdot \Delta U_{ul}}{\frac{1}{R} \cdot \Delta U_{ul}} = \frac{R}{F_{s(\infty)}}.$$

Sklop ima to povoljno svojstvo da porast faktora stabilizacije ima za posljedicu i smanjenje izlaznog otpora!

Paralelni stabilizator s triodom (sl. 238). Stabilizirani napon dobije se između anode i katode elektronke. Referentnim izvorom osigurava se stalni prednapon. Porast ulaznog napona izaziva porast napona na rešetki, što ima za posljedicu porast anodne struje i povećanje pada napona na otporu R . Radi se o naponskoj



Sl. 238. Paralelni stabilizator s triodom



Sl. 239. Nadomjesna shema paralelnog stabilizatora s triodom

negativnoj povratnoj vezi uz $\beta = 1$. Svojstva sklopa dobiju se analizom nadomjesnog sklopa (sl. 239):

$$u_{sk} = \Delta U_{iz} = \Delta U_{ul} - \Delta I_A \cdot R,$$

$$\Delta I_A (R + r_u) = \Delta U_{ul} + \mu \Delta U_{iz}.$$

Iz ovih jednadžbi slijedi:

$$F_{s(\infty)} = \frac{\Delta U_{ul}}{\Delta U_{iz}} = \frac{R(1 + \mu) + r_u}{r_u} = SR + \frac{R}{r_u} + 1.$$

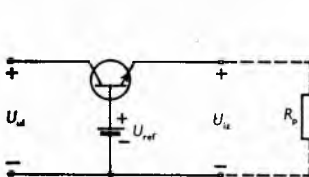
U ovom je izrazu član SR dominantan, pa se ovaj sklop još naziva S -sklop. Izlazni otpor bit će:

$$R_{iz} = \frac{\frac{1}{F_{s(\infty)}} \Delta U_{ul}}{\frac{1}{R} \Delta U_{ul}} = \frac{R}{F_{s(\infty)}}.$$

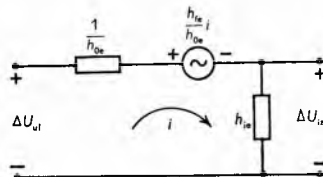
Porast faktora stabilizacije F_s ima za posljedicu još jedno dobro svojstvo: smanjenje izlaznog otpora.

Serijski stabilizatori. U serijskim stabilizatorima element za stabilizaciju vezan je u seriju s trošilom. Za razliku od paralelnih stabilizatora serijskim stabilizatorima opasan je kratki spoj na izlazu, pa se radi zaštite ugrađuju zaštitni sklopovi.

Serijski tranzistorski stabilizator (sl. 240). U ovom je sklopu izlazni napon razlika ulaznog napona i napona na tranzistoru U_{CE} . Porast ulaznog napona uzrokuje smanjenje napona U_{BE} i napon U_{CE} poraste, čime se kompenzira porast ulaznog napona.



Sl. 240. Serijski tranzistorski stabilizator



Sl. 241. Nadomjesna shema serijskog tranzistorskog stabilizatora

Iz nadomjesne sheme (sl. 241) slijedi:

$$\Delta U_{ul} = i \left(\frac{1}{h_{oe}} + h_{ie} + \frac{h_{te}}{h_{oe}} \right),$$

$$\Delta U_{iz} = i \cdot h_{ie},$$

a iz ovih jednadžbi dobije se:

$$F_{s(\infty)} = 1 + \frac{h_{te} + 1}{h_{ie} \cdot h_{oe}}.$$

Izlazni otpor je

$$R_{iz} = \frac{1}{h_{oe} \cdot F_{s(\infty)}}.$$

Ako se u granu povratne veze ugradi pojačalo, povećava se faktor stabilizacije, tj. mnogo je manja djelotvorna promjena napona na izlazu dovoljna za kompenzaciju promjene ulaznog napona:

$$F_{s(\infty)} = 1 + \frac{h_{21} + 1}{(h_{ie} + R_{ul})h_{oe}} \cdot A,$$

gdje su R_{ul} ulazni otpor pojačala, a A pojačanje pojačala pridodanog u granu povratne veze.

Sklopovi stabilizatora, izuzev snažnog tranzistora u serijskoj grani, izrađuju se također kao integrirani sklopovi.

Serijski stabilizator s elektronkom (sl. 242 a). Ovaj se sklop često naziva i μ -sklop. I ovdje se radi o negativnoj povratnoj vezi uz $\beta = 1$.

Iz nadomjesnog sklopa (sl. 242 b) slijedi:

$$\Delta U_{ul} = i(r_u + R_p + \mu R_p),$$

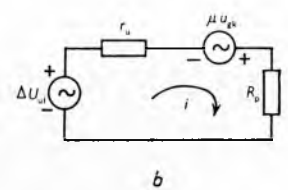
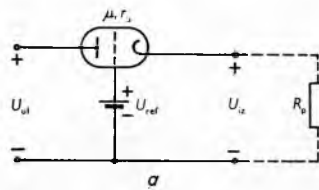
$$\Delta U_{iz} = i R_p,$$

a iz ovih jednadžbi

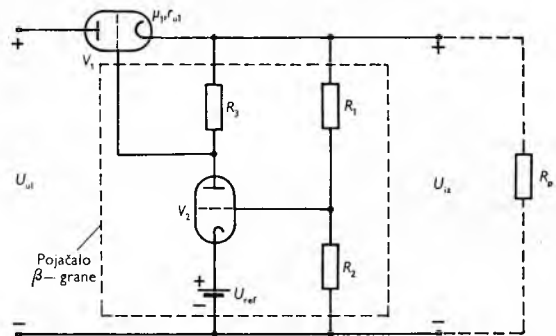
$$F_s = \frac{r_u + R_p(1 + \mu)}{R_p} = 1 + \mu + \frac{r_u}{R_p}$$

za $R_p = \infty$ izlazi

$$F_{s(\infty)} = 1 + \mu.$$



Sl. 242. Serijski cijevni stabilizator. a Sklop, b nadomjesna shema



Sl. 243. Serijski cijevni stabilizator s pojačalom u grani povratne veze

Izlazni otpor je

$$R_{iz} = \frac{r_u}{F_{s(\infty)}} = \frac{r_u}{1 + \mu}.$$

Ako se u granu povratne veze ugradi pojačalo (sl. 243), dobije se znatno bolja stabilizacija:

$$F_{s(\infty)} = 1 + \mu_1 A,$$

$$R_{iz} = \frac{r_{u1}}{F_{s(\infty)}},$$

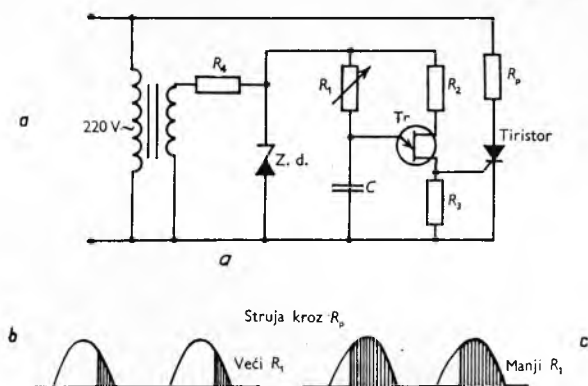
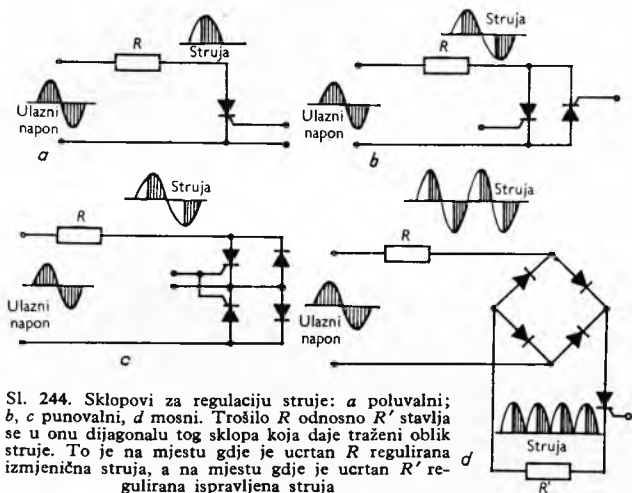
gdje je A pojačanje pojačala u β -grani.

Sklopovi za regulaciju struje

U elektroničkim sklopovima za regulaciju struje primjenjuju se elektronički elementi kao što su tiristor, trijak, plinom punjene

cijevi i živine ispravljačice. Regulirati se može izmjenična ili ispravljena struja.

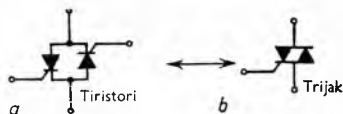
Sklopovi za regulaciju struje pomoću tiristora. U sl. 244 a...d dani su primjeri sklopova s tiristorima za regulaciju ispravljene i izmjenične struje. Tiristor koji služi kao ispravljačica počinje voditi struju tek kad na upravljačkoj elektrodi dobije odgovarajući strujni impuls. Prema tome, prikazanim sklopovima mora prethoditi sklop koji daje takve impulse uz mogućnost faznog pomicanja impulsa. Primjer cjelovitog sklopa dan je na slici 245. Preko transformatora i sklopa sa Zenerovom diodom napaja se oscilator s tranzistorom sa jednim PN-spojem (engl. unijunction transistor).



Sl. 245. Sklop za regulaciju ispravljene struje kroz trošilo R_p . a) Shema, b) c) struja kroz trošilo

Otporom R_1 podešava se struja nabijanja kondenzatora C . Kada se kondenzator C nabije, tranzistor provede struju i na otporu R_3 pojavljuje se impuls koji aktivira preko upravljačke elektrode tiristor, te trošilo R_p dobije struju. Proces se ponavlja unutar svake poluperiode.

Regulacija izmjenične struje trijakom. Za regulaciju izmjenične struje često se upotrebljava trijak, elektronički poluvodički element koji ima karakteristiku jednaku za oba smjera protjecanja struje, a po obliku mu karakteristika odgovara karakteristici

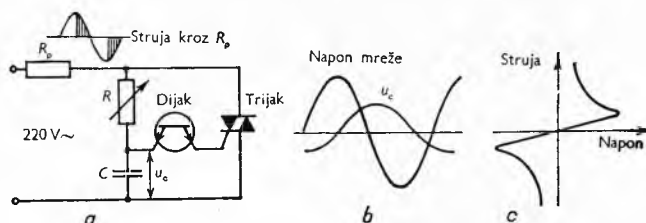


Sl. 246. Dva antiparalelna tiristora (a) i trijak (b). Trijak nadomješta dva antiparalelna spojena tiristora

tiristora za propusni smjer. Prema tome, trijak zamjenjuje dva antiparalelna spojena tiristora (sl. 246, v. i *Elektronika, sastavni dijelovi* str. 485).

Jednostavni spoj za regulaciju izmjenične struje trijakom (sl. 247 a) sadrži i poluvodički element dijak (engl. diac) koji ima

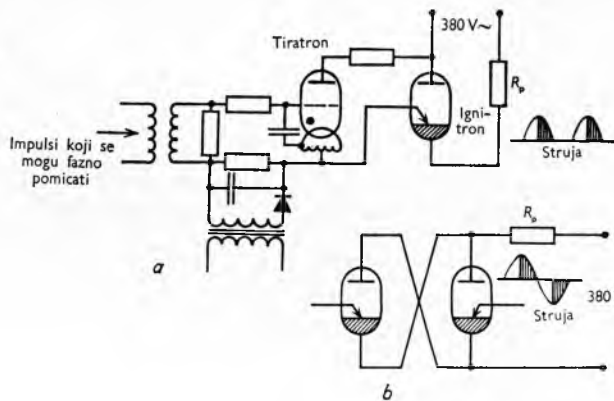
svojstvo da jednako vodi struju u oba smjera, ali tek kad napon između njegovih elektroda dostigne neku određenu vrijednost.



Sl. 247. Shema sklopa za regulaciju izmjenične struje kroz trošilo R_p

Kada provede struju, napon na njemu padne. U sklopu se promjenom otpora R mijenja vremenska konstanta RC , tako da se kondenzator C nabije ranije ili kasnije u toku svake poluperiode, pa o tome ovisi i kut protjecanja struje (sl. 247 b). Karakteristiku dijak prikazuje sl. 247 c.

Regulacija struje pomoću plinom punjenih i živinih ispravljačica. Plinom punjena trioda sa žarenom katodom, tiratron, aktivira se dovođenjem prikladnog napona na rešetku, uz propusnu polarizaciju anoda-katoda. Živine ispravljačice (npr. ignitron) imaju pomoćnu elektrodu za paljenje, na koju treba dovesti odgovarajući strujni impuls (i po nekoliko ampera). Tako se



Sl. 248. Regulacija struje pomoću tiratrona i ignitrona. a) Paljenje ignitrona pomoću tiratrona, b) antiparalelno spajanje ignitrona

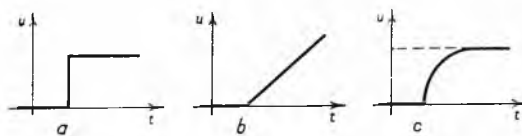
pomoću ovih elemenata može izvršiti regulacija ispravljene struje, a antiparalelnim spajanjem i regulacija izmjenične struje (sl. 248). Danas se tiratroni po pravilu zamjenjuju odgovarajućim tiristorima, a samo djelomično to vrijedi i za živine ispravljačice, koje služe za ispravljanje vrlo velikih struja.

Impulсни sklopovi

Impulсни elektronički sklopovi služe za generiranje, oblikovanje, pojačanje i prijenos impulsa. Impulsi su pojave djelovanja napona ili struje određenih oblika unutar određenog vremenskog intervala. Različiti oblici impulsa dani su na sl. 249. Svi su ti



Sl. 249. Različiti oblici impulsa

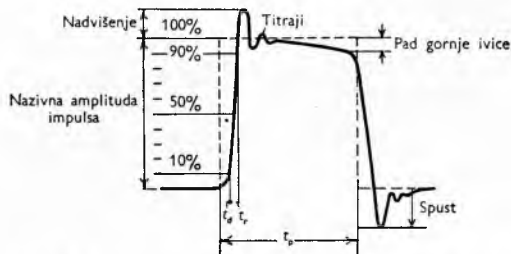


Sl. 250. Standardne pobude (skok, kosa i eksponencijalna pobuda)

oblici idealizirani, a u stvarnosti se javljaju manje ili više izobličeni. U impulsnim sklopovima najčešće se razmatraju pravo-

kutni impuls. Kao *standardne pobude* uzimaju se idealna skokovita, kosa i eksponencijalna pobuda (sl. 250 a, b, c).

Na izlazima impulsnih sklopova impulsi nisu idealni. Na sl. 251 dan je idealni pravokutni impuls (crtkano) i izobličeni impuls s naznakama njegovih karakterističnih dijelova, veličina i vrijednosti.



Sl. 251. Karakteristične veličine na impulsu. t_d Vrijeme kašnjenja, t_r vrijeme porasta (od 10%...90%), t_p vrijeme trajanja impulsa

CR-mreža. Na sl. 252a prikazana je jednostavna CR-mreža, a na sl. 252 b, c i d prikazani su dijagrami standardnih pobuda i pripadnih odziva na izlazu. Oblik odziva ovisi o vremenskoj konstanti CR-kruha. Ovisnost izlaznog napona o ulaznom naponu daje izraz

$$u_2(p) = \frac{RCp}{1 + RCp} \cdot u_1(p).$$

Za slučaj *skokovite pobude* izlazni je napon eksponencijalnog oblika:

$$u_2 = U e^{-t/RC},$$

gdje se umnožak $R \cdot C$ naziva *vremenskom konstantom kruga*; on ima dimenziju vremena, a označava se slovom τ .

Pri *kosoj pobudi* (sl. 252 c), $u_1 = a t$, na izlazu se dobije eksponencijalni porast, koji teži iznosu aRC :

$$u_2 = aRC(1 - e^{-t/RC}).$$

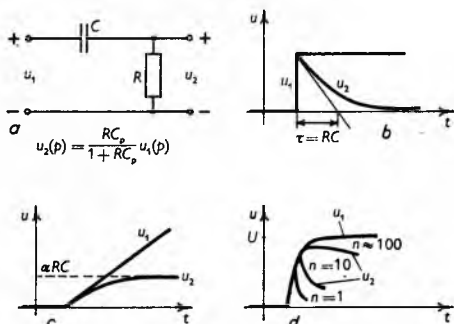
U slučaju *eksponencijalne pobude* (sl. 252 d), $u_1 = U(1 - e^{-t/\tau_1})$, gdje je τ_1 vremenska konstanta koja vrijedi samo za eksponencijalnu pobudu, izlazni je napon

$$u_2 = U \frac{n}{n-1} (e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2}),$$

$$\text{gdje je } n = \frac{RC}{\tau_1} \neq 1, \text{ odnosno}$$

$$u_2 = U \frac{t}{\tau_1} e^{-t/\tau_1} \text{ za } n = 1.$$

Smanjenjem vremenske konstante kruga izlazni impuls se sužava, ali mu opada i maksimalni iznos.

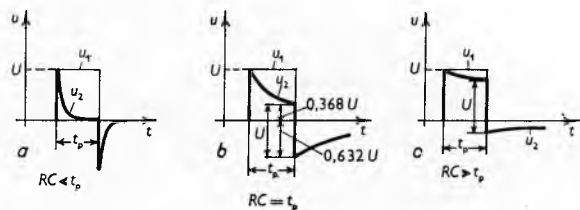


Sl. 252. CR-mreža (a), odziv CR-mreže na skokovitu pobudu (b), odziv CR-mreže na kosu pobudu (c) i odziv CR-mreže na eksponencijalnu pobudu (d)

Odziv na idealni pravokutni impuls dan je na sl. 253 a, b, c za različite vremenske konstante. Opći izrazi za izlazni napon u ovim slučajevima jesu:

$$u_2 = U e^{-t/RC} \text{ za } 0 \leq t \leq t_p,$$

$$u_2 = U(e^{-t_p/RC} - 1)e^{-(t-t_p)/RC} \text{ za } t > t_p.$$



Sl. 253. Odziv CR-mreže na idealni pravokutni impuls: a uz vremensku konstantu $\tau = RC$ mnogo manju od trajanja impulsa t_p , b uz vremensku konstantu $\tau = RC$ jednaku trajanju impulsa t_p , c uz vremensku konstantu $\tau = RC$ mnogo veću od trajanja impulsa t_p

Dobar prijenos impulsa dobije se kad je $\tau = RC$ veliko.

Ako se na ulaz CR-mreže dovede niz pravokutnih impulsa, promjene izlaznog napona događaju se oko osi apscisa pošto prođe prijelazna pojava (sl. 254), koja traje praktički nekoliko



Sl. 254. Prijelazno stanje pri pobudi CR-mreže pravokutnim naponom; napon na izlaznom otporniku

perioda. Izlazni napon tada je izmjenični napon bez istosmjerne komponente. Amplitude i oblici ovise o vremenskoj konstanti RC (sl. 255). U slici je

$$\begin{aligned} U_p' &= U_p e^{-T_1/RC}, \\ U_N' &= U_N e^{-T_2/RC}, \\ U_p' - U_N' &= U, \\ U_p - U_N' &= U, \end{aligned}$$

gdje je U amplituda napona (skoka).

Za $T_1 = T_2 = T/2$:

$$U_p = -U_N = \frac{U}{1 + e^{-T/2RC}}$$

$$U_p' = -U_N' = \frac{U}{1 + e^{-T/2RC}}$$

Nagle promjene na ulazu uvijek se prenose na izlaz. Površine A_1 i A_2 uvijek su jednake ($U_{s*} = 0$).

CR-mreža često se naziva *diferencijator*, s obzirom na to da uz određene uvjete ima diferencirajuća svojstva.

Ako je $\tau = RC$ malo, ulazni se napon uglavnom prenosi na kapacitivnost C , te je struja u CR-kruhu određena kapacitivnošću C . Struja je tada $C(du_1/dt)$ a pad napona na otporu R je

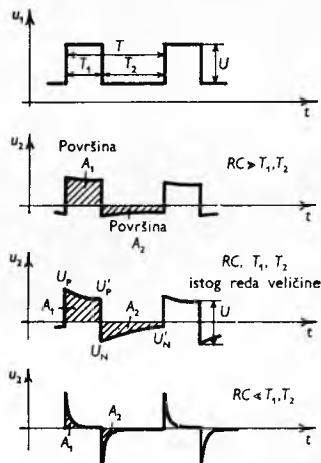
$$u_2 \approx RC \frac{du_1}{dt}.$$

Svojstva RL-mreže (sl. 256) ekvivalentna su svojstvima CR-mreže, s time da je vremenska konstanta takve mreže dana omjerom L/R .

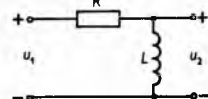
RC-mreža. Na sl. 257a prikazana je jednostavna RC-mreža, a na sl. 257 b...d dijagrami standardnih pobuda (ulaznih valnih oblika) i pripadnih odziva na izlazu (izlaznih valnih oblika). Oblik odziva ovisi o vremenskoj konstanti RC-kruha. Ovisnost izlaznog napona o ulaznom naponu daje izraz:

$$u_2(p) = \frac{1}{1 + RCp} u_1(p).$$

Za slučaj *skokovite pobude* (sl. 257 b) izlazni je napon eksponencijalnog oblika



Sl. 255. Odziv u stacionarnom stanju pri pobudi CR-mreže pravokutnim naponom u_1 , za razne vremenske konstante $\tau = RC$



Sl. 256. RL-mreža

$$u_2 = U(1 - e^{-t/RC})$$

gdje se umnožak RC naziva *vremenskom konstantom kruga*. On ima dimenziju vremena i označava se slovom τ .

Ako se na ulazu RC -mreže pojavi *kosa pobuda* $u_1 = at$ (sl. 257 c) izlazni napon raste prema izrazu

$$u_2 = a(t - RC) + aRC e^{-t/RC},$$

što znači da se radi o zbroju pravca i eksponencijalne funkcije.

Izlazni napon za slučaj *eksponencijalne pobude* $u_1 = U(1 - e^{-t/\tau_1})$ (sl. 257 d) jest

$$u_2 = U \left(1 + \frac{1}{n-1} e^{-t/\tau_1} - \frac{n}{n-1} e^{-t/RC} \right) \text{ za } n = \frac{RC}{\tau_1} \neq 1,$$

$$\text{odnosno } u_2 = U \left[1 - \left(1 + \frac{t}{\tau_1} \right) e^{-t/\tau_1} \right] \text{ za } n = 1.$$

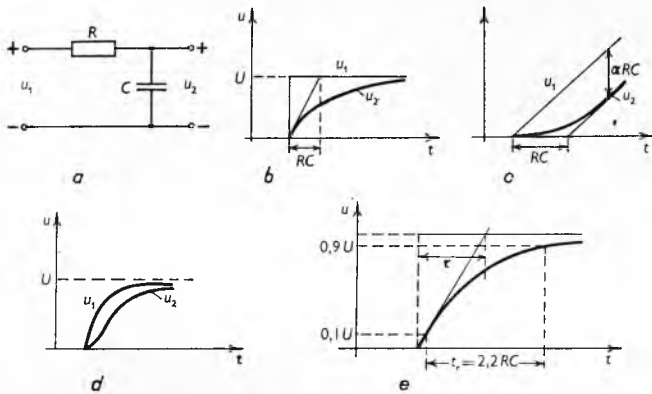
gdje je τ_1 vremenska konstanta koja vrijedi za eksponencijalnu pobudu.

Vrijeme porasta definira se kao vrijeme koje je potrebno da odziv naraste od 10% stacionarne veličine do 90% stacionarne veličine (v. sl. 251).

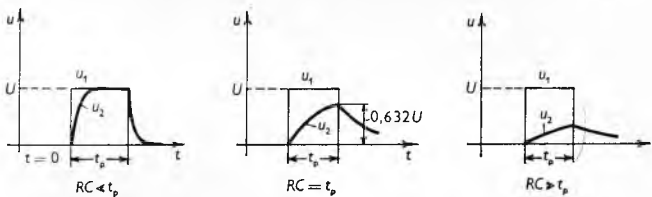
Vrijeme porasta rastuće eksponencijalne funkcije $u(1 - e^{-t/\tau})$ iznosi $t_r = 2,2 \tau$, gdje je τ vremenska konstanta sklopa (sl. 257 e). Ako se na RC -mrežu dovede eksponencijalnu pobudu $u(1 - e^{-t/\tau_1})$, izlazni napon imat će vrijeme porasta dano empirijskom relacijom

$$t_r = 1,05 \sqrt{\tau_1^2 + \tau^2},$$

gdje je $\tau_1 = 2,2 \tau_1$ (a to je vrijeme porasta eksponencijalne funkcije) i $\tau_2 = 2,2 RC = 2,2 \tau$ (a to je vrijeme porasta sklopa RC).



Sl. 257. RC -mreža (a), odziv RC -mreže na skokovitu pobudu (b), odziv RC -mreže na kosu pobudu (c), odziv RC -mreže na eksponencijalnu pobudu (d) i eksponencijalna ovisnost napona o vremenu (e)



Sl. 258. Odziv RC -mreže na idealni pravokutni impuls: a uz vremensku konstantu $\tau = RC$ mnogo manju od trajanja impulsa t_p , b uz vremensku konstantu $\tau = RC$ jednaku trajanju impulsa t_p i c uz vremensku konstantu $\tau = RC$ mnogo veću od trajanja impulsa t_p

Odziv na *idealni pravokutni impuls* dan je na sl. 258 za različite vremenske konstante.

Opći izrazi za izlazni napon jesu:

$$u_2 = U(1 - e^{-t/RC})$$

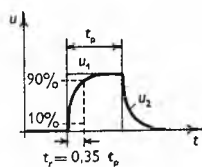
$$\text{za } 0 \leq t \leq t_p,$$

$$u_2 = U e^{-(t-t_p)/RC}$$

$$\text{za } t_p \leq t \leq \infty,$$

gdje t_p znači trajanje impulsa.

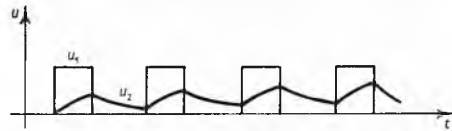
Često se za još zadovoljavajući prijenos impulsa uzima da gornja granična frekvencija sistema $f_2 = 1/2\pi RC$ mora biti jednaka recipročnoj vrijednosti trajanja impulsa $1/t_p$. U tom će slučaju



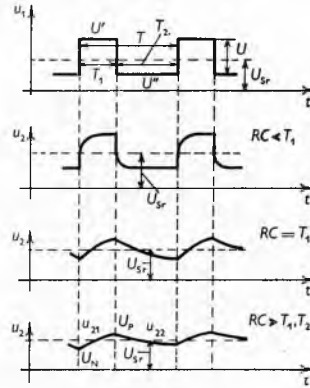
Sl. 259. Odziv na pravokutni impuls ako je gornja granična frekvencija RC -mreže jednaka trajanju impulsa

idealni pravokutni impuls biti izobličen i vrijeme porasta t_r bit će jednako $0,35 t_p$ (sl. 259).

Ako se na ulaz mreže RC dovede niz impulsa, pošto prođe prijelazna pojava (sl. 260), koja traje praktički nekoliko perioda, promjene izlaznog napona događaju se oko srednje vrijednosti koja je jednaka srednjoj vrijednosti ulaznog napona U_{sr} . Amplitude promjena na izlazu ovise o vremenskoj konstanti RC (sl. 261).



Sl. 260. Prijelazno stanje pri pobudi RC -mreže pravokutnim naponom; napon na izlaznom kondenzatoru



Sl. 261. Odziv u stacionarnom stanju pri pobudi RC -mreže pravokutnim naponom u_1 za različite vremenske konstante $\tau = RC$

Onda su naponi prema ovoj slici:

$$u_{21} = U' + (U_N - U') e^{-t/RC},$$

$$u_{22} = U'' + (U_p - U'') e^{-(t-T_1)/RC},$$

$$u_{21} = U_p \text{ za } t = T_1,$$

$$u_{22} = U_N \text{ za } t = T_1 + T_2.$$

Za $T_1 = T_2 = T/2$ je

$$U_p = -U_N$$

$$U_p = \frac{U e^{2x} - 1}{2 e^{2x} + 1} = \frac{U}{2} \tanh x,$$

gdje je $x = T/4RC$.

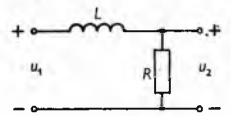
Mreža RC naziva se često *integrator* s obzirom na to da uz određena ograničenja ima integrirajuća svojstva.

Ako je vremenska konstanta RC velika u usporedbi s vremenom potrebnim da se ulazni napon značajnije promijeni, može se mreža RC smatrati dobrim integratorom. Tada je pad napona na kapacitivnosti C neznatan u odnosu prema padu napona na otporu R , kojim je određena tada i struja. Može se pisati, dok god je $u_2 \ll u_1$, da je

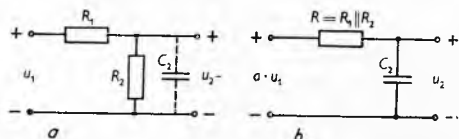
$$u_2 = \frac{1}{C} \int i dt \approx \frac{1}{RC} \int u_1 dt.$$

Svojstva LR (sl. 262) ekvivalentna su svojstvima mreže RC , s time da je vremenska konstanta takve mreže dana omjerom L/R .

Djelitelji. Razmatranje jednostavnog otpornog djelitelja (atenuatora) prema sl. 263 a svodi se na razmatranje mreže RC ,



Sl. 262. LR -mreža



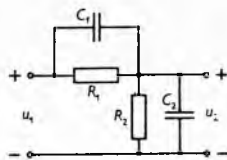
Sl. 263. Otporni djelitelj, attenuator (a) i njegov nadomjesni sklop prema Théveninu (b). Sklopovi pod a i b su ekvivalentni

zbog uvijek prisutnih parazitnih kapacitivnosti C_2 . Stoga je odziv djelatitelja na skokovitu pobudu eksponencijalan; uz vremensku konstantu $\tau = R \cdot C_2$ i konačni iznos u_2 teži prema $a \cdot u_1$, gdje je a omjer atenuacije:

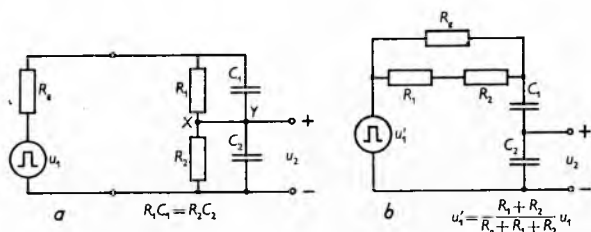
$$a = R_2 / (R_1 + R_2) \quad (\text{sl. 263 b}).$$

Da bi se popravio odziv djelatitelja, mora se ispuniti uvjet kompenzacije $R_1 C_1 = R_2 C_2$ (sl. 264). Tada kapacitivnosti C_1 i C_2 jednako dijele napon kao i otpor R_1 i R_2 . Ako se pretpostavi da je na ulaz kompenziranog djelatitelja priključen izvor napona u_1 s unutarnjim otporom R_1 (sl. 265 a), može se pojednostavnjenje izvršiti prema sl. 265 b.

Uz $R_1 \ll R_1 + R_2$ može se uzeti da izlazni napon raste po eksponencijalnom zakonu uz vremensku konstantu $\tau' \approx R_2 C'$, gdje je $C' = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$. To znači da se uz kompenzirani djelatitelj (koji smanjuje napon) dobije poboljšanje u odzivu u odnosu prema direktnom priključku izvora na kapacitivnost C_2 kad je vremenska konstanta $\tau = R_2 C_2$. Poboljšanje odgovara omjeru $\tau' / \tau = C_1 / (C_1 + C_2)$. Gubitak u amplitudi nadoknađuje se pojačanjem.

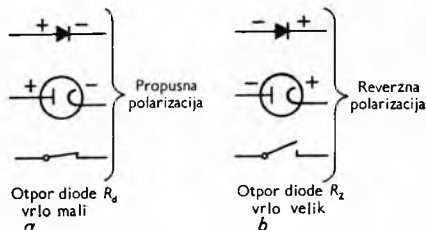


Sl. 264. Kompenzirani djelatitelj (uvjet kompenzacije $R_1 C_1 = R_2 C_2$)

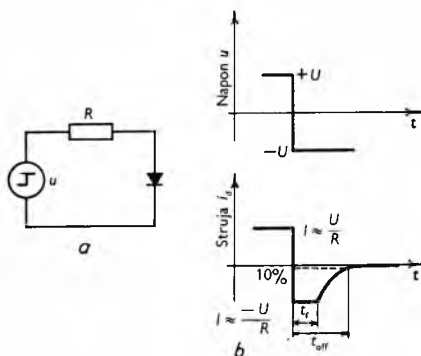


Sl. 265. Izvor napona s unutarnjim otporom priključen na kompenzirani djelatitelj (a) i nadomjesni sklop (b) prema Théveninu. Sklopovi pod a i b su ekvivalentni

Dioda kao sklopka. U impulsnim sklopovima dioda se upotrebljava i kao sklopka. U slučaju propusne polarizacije dioda ima ulogu zatvorenog kontakta sklopke, jer predstavlja mali otpor.



Sl. 266. Dioda kao sklopka; usporedba s mehaničkom sklopkom. a Propusna polarizacija, b reverzna polarizacija

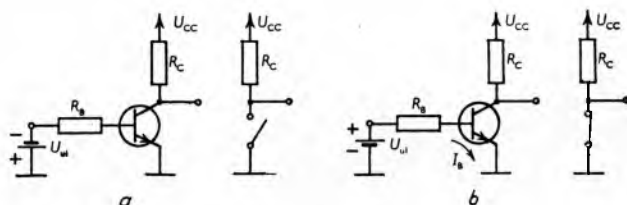


Sl. 267. Impulsna svojstva diodne sklopke. a Shema, b djelovanje

Pri reverznoj polarizaciji dioda ima ulogu otvorenog kontakta sklopke, jer ima vrlo velik otpor. Ova statička svojstva prikazana su na sl. 266.

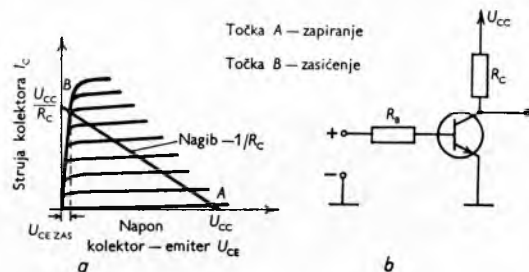
Poluvodičke diode u sklopu prema sl. 267 a pokazuju neprikladna impulsna svojstva prilikom prijelaza iz stanja vođenja u stanje zapiranja (sl. 267 b). Iako je već došlo do reverzne polarizacije, struja još uvijek teče u suprotnom smjeru za vremena zadržavanja t_r , zatim tek postepeno ide k nuli. Tokom vremena oporavka t_{off} utroši se u diodi nagomilani naboj i ona praktički prestaje voditi struju. Vremena oporavka brzih dioda skraćena su, međutim, na dijelove nanosekunde.

Tranzistor kao sklopka. U impulsnim se sklopovima tranzistor najčešće upotrebljava kao sklopka. Stanje zapiranja tranzistora postiže se reverznom polarizacijom baze, što odgovara otvorenom kontaktu sklopke (sl. 268 a). Stanje vođenja tranzistora postiže se dovođenjem odgovarajuće struje bazi. Ovo stanje odgovara zatvorenom kontaktu sklopke (sl. 268 b).



Sl. 268. Tranzistor kao sklopka; usporedba s mehaničkom sklopkom. a Stanje zapiranja, b stanje vođenja

Najčešći je način rada tranzistorske sklopke u kojem ona ide u područja zapiranja i zasićenja. U području zasićenja dalje povećanje struje baze praktički ne djeluje na povećanje kolektorske struje (sl. 269). U zapiranju napon na tranzistoru gotovo je jednak



Sl. 269. Radne točke tranzistorske sklopke (a) i njena shema (b)

naponu U_{CC} , a struja je kroz tranzistor neznatna (reda veličine mikroampera). U zasićenju napon na tranzistoru je minimalan ($U_{CE\text{ zas}} = 0,1 \dots 0,3 \text{ V}$). Struja kroz tranzistor dana je izrazom

$$I_{C\text{ zas}} = \frac{U_{CC} - U_{CE\text{ zas}}}{R_C}$$

Struja baze je

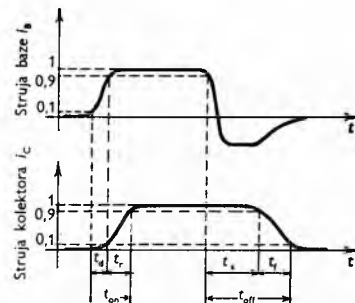
$$I_{B\text{ zas}} = \frac{U_{CC} - U_{BE\text{ zas}}}{R_B}$$

gdje se napon $U_{BE\text{ zas}}$ kod silicijumskih tranzistora kreće od 0,7 do 0,8 V, a kod germanijumskih oko 0,3 V. Da bi tranzistor stvarno bio u zasićenju, mora biti ispunjen uvjet:

$$I_{B\text{ zas}} \geq \frac{I_{C\text{ zas}}}{h_{FE}}$$

gdje je h_{FE} faktor istosmjernog strujnog pojačanja na rubu zasićenja.

Impulsna svojstva tranzistorske sklopke pokazuju da teškoće nastaju pri isključenju, tj. pri prijelazu iz zasićenja u zapiranje (sl. 270). Nagomilani naboj u bazi nestaje zbog struje baze koja teče u suprotnom smjeru. Za to vrijeme teče i struja kolektora.

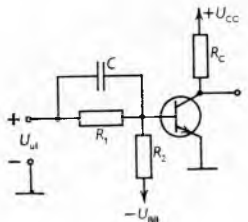


Sl. 270. Impulsna svojstva tranzistorske sklopke. t_d Vrijeme zakašnjenja, t_p vrijeme porasta, t_b vrijeme zadržavanja, t_f vrijeme pada, t_{on} vrijeme uključivanja, t_{off} vrijeme isključenja

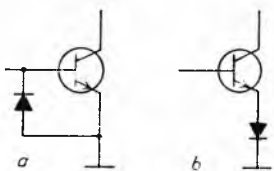
Brzina ulaska u zasićenje ovisi o iznosu dovedene struje baze. Vrijeme isključenja može se smanjiti većom reverznom strujom baze. Stoga se sklopka često izvodi prema sl. 271. Kapacitivnost C služi ovdje za brže izvlačenje naboja iz baze.

Ako se želi brži rad tranzistorske sklopke, može se dozvoliti samo rad u zapiranjima i aktivnom području, a ne u zasićenju.

Vrlo brze sklopke realiziraju se primjenom područja visokog napona, kad dolazi do proboja i vrlo brzog prijelaza u vođenje (v. *Elektronički sastavni dijelovi*, str. 484).



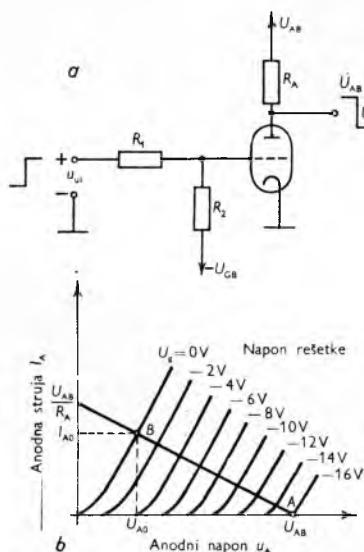
Sl. 271. Izvedba tranzistorske sklopke s boljim impulsnim svojstvima



Sl. 272. Zaštita spoja baza-emiter diodom spojenom antiparalelno diodi baza-emiter (a) i emiserski krug tranzistora (b)

U impulsnim se sklopovima radi najčešće o relativno velikim signalima. Spoj baza-emiter tranzistora može po pravilu izdržati samo male reverzne napone (najčešće ~ 5 V). Načini zaštite od proboja pokazani su na sl. 272. Upotrijebljene diode treba da imaju prikladna kratka vremena oporavka.

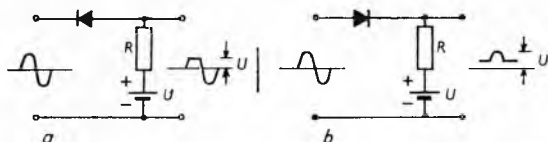
Trioda kao sklopka. U impulsnim sklopovima s elektron-kama najčešće se kao sklopka primjenjuje trioda. Rad triode kao sklopke ilustriran je na sl. 273.



Sl. 273. Trioda kao sklopka. a Shema, b radne točke; točka A zapiranje (veliki napon, struje nema), točka B zasićenje (napon mali, struja velika)

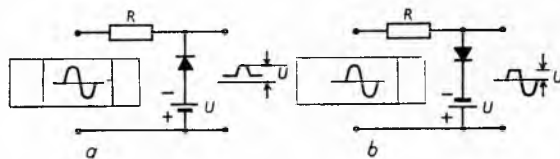
Impulsna svojstva su također lošija pri isključenju nego pri uključenju. Razlog je u većem izlaznom otporu sklopa kad cijev ne vodi, pa je i vremenska konstanta koju čine izlazni otpor i parazitne kapacitivnosti veća.

Ograničavači. Diodni ograničavači mogu biti serijski i paralelni. Imaju svojstvo da na određenoj razini ograničavaju dalji porast napona. **Serijski ograničavači** prikazani su na sl. 274. Ulazni napon prenosi se na izlaz samo kad dioda vodi. Primjeri **paralelnih**

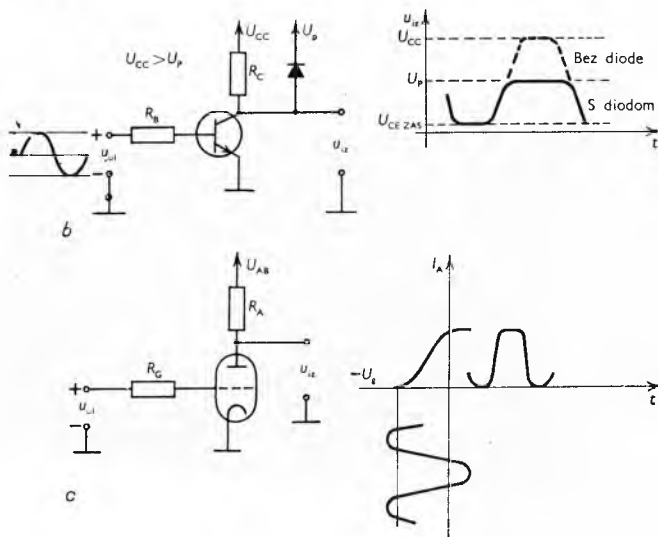
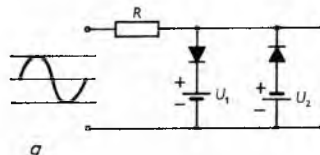


Sl. 274. Serijski diodni ograničavači. a Ograničenje u pozitivnom smjeru, b ograničenje u negativnom smjeru

ograničavača dani su na sl. 275. Ulazni napon prenosi se na izlaz samo kad dioda ne vodi. Na sl. 276 a prikazan je dvostrani paralelni ograničavač.



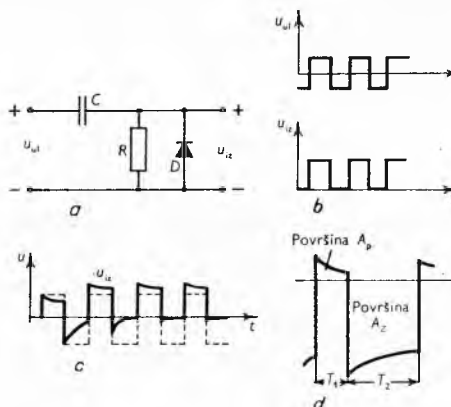
Sl. 275. Paralelni diodni ograničavači. a Ograničenje u pozitivnom smjeru, b ograničenje u negativnom smjeru



Sl. 276. Dvostruki paralelni diodni ograničavač (a), ograničavanje tranzistorom (b) i ograničavanje triodom (c) uz iskorištenje područja zapiranja i zasićenja

Ograničenje se može izvršiti i aktivnim elementom ako se iskoristi područje zasićenja ili zapiranja (sl. 276 b). U sklopu s tranzistorom prikazano je i pridržavanje napona diodom, čime se postiže i neovisnost izlaznog napona o opterećenju prema masi u određenim granicama.

Restauratori su sklopovi koji pomoću diode paralelno vezane otporu R u CR-mreži uspostavljaju istosmjernu komponentu. Restaurator prema sl. 277 a uspostavlja pozitivnu istosmjernu komponentu nestalu zbog serijski vezanog kondenzatora C . Bez



Sl. 277. Shema restauratora (a), ulazni i izlazni napon u stacionarnom stanju (b), prijelazna pojava kod restauratora (c) i izlazni napon restauratora u stacionarnom stanju, za koji vrijedi teorem o odnosu površina (d)

obzira na istosmjernu komponentu ulaznog signala, izlazni impulsi će praktički varirati između nule i pozitivnog napona prema sl. 277 b. To će vrijediti samo za niz impulsa, tj. za stacionarno stanje. Prijelazne pojave pokazane su na sl. 277 c. Za slučaj obrnuto spojene diode dobivat će se negativni impulsi. Vremenska konstanta kruga CR treba da je velika u odnosu prema trajanju impulsa. Dioda koja ima ulogu sklopke mijenja vremensku konstantu kruga sa RC na mali iznos $R_d C$ kad dioda vodi. R_d je otpor diode u tom slučaju. Za restaurator vrijedi u stacionarnom stanju *teorem o odnosu površina* (sl. 277 d):

$$\frac{A_p}{A_z} = \frac{R_d}{R}.$$

Dokaz: dok dioda vodi, kondenzator C prima naboj

$$\int_0^{T_1} i_c dt = \frac{1}{R_d} \int_0^{T_1} u_{iz} dt = \frac{A_p}{R_d};$$

dok dioda ne vodi, kondenzator C gubi naboj

$$\int_{T_1}^{T_1+T_2} i_c dt = \frac{1}{R} \int_{T_1}^{T_1+T_2} u_{iz} dt = \frac{A_z}{R}.$$

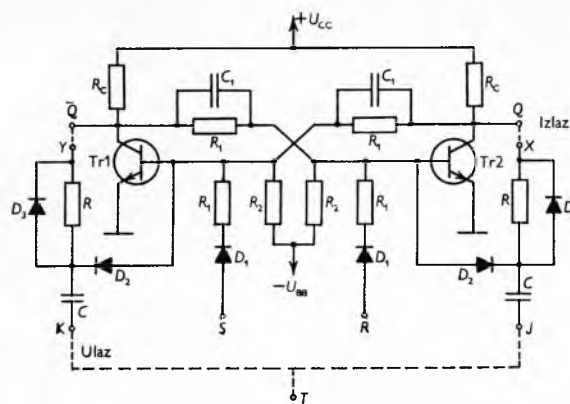
U stacionarnom stanju količina naboja koja dođe i ode s kondenzatora mora biti jednaka.

Multivibratori su dvostepena pojačala u kojima je izlaz vezan na vlastiti ulaz. Time se ostvaruje jaka pozitivna povratna veza. Aktivni elementi u multivibratorima rade kao sklopke. Dok jedan od elemenata vodi, drugi ne vodi struju, i obratno. Prema tome razlikuju se i dva stanja u multivibratoru: jedno, kad vodi npr. prvi tranzistor, a drugi ne, i drugo, u kojem vodi drugi tranzistor, a prvi ne.

Stanja u multivibratoru mogu biti stabilna i kvazistabilna. U *stabilnom* stanju multivibrator trajno ostaje sve do nailaska prikladne pobude izvana. U *kvazistabilnom* stanju multivibrator ostaje samo ograničeno vrijeme, određeno karakteristikama sklopa, a zatim sam od sebe napušta to stanje.

Na izlazima multivibratora promjene napona su nagle. Dobivaju se pravokutni impulsi. Pravokutni se napon može razložiti na sinusni val osnovne frekvencije i valove višekratnike osnovne frekvencije; otuda su multivibratori dobili ime.

Bistabilnom multivibratoru (bistabilu, binaru, flip-flopu; sl. 278) oba su stanja stabilna. Veza između stupnjeva je direktna, otporna. Pridodaju mu se ulazi da bi se mogla dovoditi pobuda za promjenu stanja.



SI. 278. Bistabilni multivibrator s ulazima za mijenjanje stanja

Ako se pretpostavi da je tranzistor $Tr1$ u zasićenju, napon na njegovom kolektoru je mali napon $U_{CE\text{ zas}}$. Baza tranzistora $Tr2$ preko djelitelja $R_1 - R_2$ dobiva negativni napon pa tranzistor $Tr2$ ne vodi. Napon na njegovom kolektoru je velik, pa baza tranzistora $Tr1$ dobiva struju i tranzistor $Tr1$ je u zasićenju, kako je to na početku pretpostavljeno.

Da bi tranzistor koji vodi stvarno bio u zasićenju, treba da bude ispunjen uvjet zasićenja: $I_{B\text{ zas}} > I_{C\text{ zas}}/h_{FE}$. Tranzistor koji ne vodi treba da ima bazno-emiterski spoj tako polariziran da ne bude u zapiranjju.

Kolektorska struja računa se kao za tranzistorske sklopke, a struja baze prema relaciji

$$I_{B\text{ zas}} = \frac{U_{CC} - U_{BE\text{ zas}}}{R_C + R_1} - \frac{U_{BB} + U_{BE\text{ zas}}}{R_2}.$$

U slučaju zapiranja na bazi vlada napon

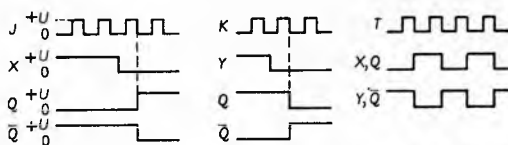
$$U_{BE\text{ zap}} = U_{CE\text{ zas}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BB} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Ulazi za izmjenu stanja, tzv. okidanje bistabila, mogu se izvesti na različite načine. Na sl. 278 izmjena stanja bistabila izaziva se dovodenjem pogodne pobude na ulaze S i R , odnosno J i K .

Promjena stanja preko istosmjernih (direktnih) ulaza S i R postiže se dovodenjem prikladnog pozitivnog napona na ulaz spojen na bazu tranzistora koji ne vodi. Tada dotični tranzistor provede struju, a drugi odlazi u zapiranje.

Preko dinamičkih ulaza J i K promjena se stanja postiže dovodenjem pogodnog impulsa na ulaz spojen na bazu tranzistora koji vodi. Tada dotični tranzistor prestane voditi, a drugi provede struju. Prikazani dinamički ulaz je istosmjerno upravljena mreža CR s diodom D_2 kao sklopkom koja propušta samo negativne impulse.

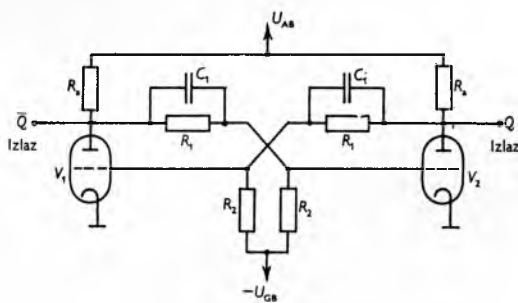
Spajanjem ulaza J i K dobije se jedan tzv. komplementarni ulaz označen sa T . Međusobno se još spajaju točke $\bar{Q}$ i Y , te Q i X . Svaki impuls na ulazu T izaziva promjenu stanja bistabila bez obzira na prethodno stanje.



SI. 279. Djelovanje impulsa na ulazima bistabila J , K i T

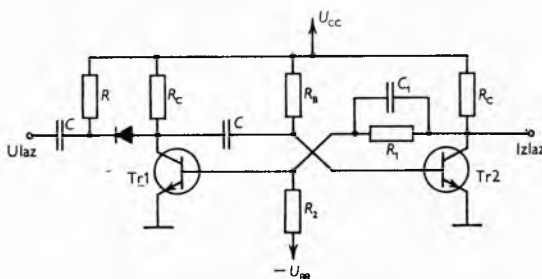
Djelovanje impulsa na pojedinim ulazima pokazano je na sl. 279. Korištenjem ulaza T može se dijeliti frekvencija. Bistabil se, međutim, najviše primjenjuje kao osnovni sklop za pamćenje (v. Digitalni sklopovi, str. 561).

Bistabil se može izvesti i s elektronkama. Shema je ekvivalentna (sl. 280).



SI. 280. Bistabil s triodama

Monostabilni multivibrator (monostabil, univibrator) ima jedno stanje stabilno i jedno stanje kvazistabilno. Jedna od veza među stupnjevima je direktna, a druga kapacitivna (sl. 281). Kada nema pobude na ulazu, monostabil je u stabilnom stanju. U stabilnom



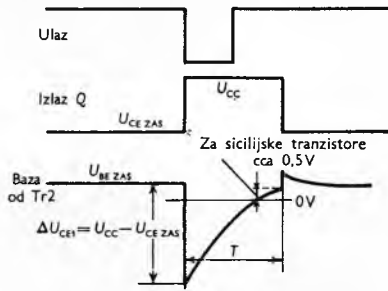
SI. 281. Monostabilni multivibrator s ulazom za okidanje

stanju vodi tranzistor Tr2, jer dobiva struju baze preko R_B , dok tranzistor Tr1 ne vodi, jer dobiva negativni napon na bazu preko djelatelja R_1 — R_2 . Kondenzator C je nabijen. Iznos otpora R_B određuje se prema uvjetu zasićenja, pa izlazi

$$R_B \leq \frac{U_{CC} - U_{BE\text{ zas}}}{U_{CC} - U_{CE\text{ zas}}} \cdot h_{FE} \cdot R_C.$$

Djelitelj R_1 — R_2 određuje se kao za bistabile.

Kad na ulaz dođe prikladni impuls, monostabil prelazi u kvazistabilno stanje. Tranzistor Tr2 prestane voditi, a tranzistor Tr1 postaje vodljiv. Ovo stanje nije trajno jer se kondenzator C, koji svojim minus-krajem koči tranzistor Tr2, postepeno izbijja preko otpora R_B . U jednom trenutku Tr2 provede. Zbog toga prestane voditi Tr1. Monostabil se vratio u stabilno stanje. Karakteristični valni oblici prikazani su na sl. 282.

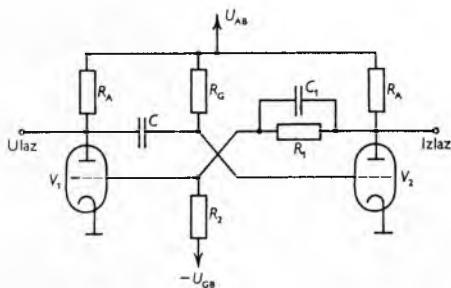


Sl. 282. Oblici napona na karakterističnim točkama monostabila

Trajanje kvazistabilnog stanja T određeno je brzinom izbijanja kapacitivnosti C. Izbijanje se odvija po eksponencijalnom zakonu počevši od napona $-(U_{CC} - U_{CE\text{ zas}} - U_{BE\text{ zas}})$ do napona U_{CC} , s time da se proces prekine pri naponu U_γ . To je napon na bazi pri kojem tranzistor počinje voditi (za silicijske tranzistore $U_\gamma \approx 0,5\text{ V}$). Za $t = T$ prema tome je $U_{BE2} = U_\gamma$, pa iz opisa eksponencijalne funkcije izlazi

$$T = R_B \cdot C \cdot \ln \frac{2 U_{CC} - U_{BE\text{ zas}} - U_{CE\text{ zas}}}{U_{CC} - U_\gamma} \approx R_B \cdot C \ln 2.$$

Ekvivalentni sklop može se načiniti i s elektronkama prema sl. 283.



Sl. 283. Monostabil s triodama

Dok u prikazanom tranzistorskom sklopu otpor R_B u krugu baze mora biti vezan na neki pozitivni napon (najčešće U_{CC}), dotle je u sklopu s elektronkama otpor R_G često vezan i na masu. Bitno je da rešetka elektronke V2 može dostići napon iznad zapornog.

Astabilni multivibrator (astabil, ili često samo »multivibrator«) ima oba stanja kvazistabilna. Obje su veze između stupnjeva kapacitivne (sl. 284). Kondenzatori C_1 i C_2 naizmjenice se nabijaju i izbijaju. Napon s kondenzatora kapacitivnosti C_1 drži određeno vrijeme zakočen tranzistor Tr1, a nakon toga, kad se stanje promijeni, napon s kondenzatora kapacitivnosti C_2 drži zakočen tranzistor Tr2. Stanja se neprekidno izmjenjuju. Astabil je oscilator, generator pravokutnog napona. Valni oblici prikazani su na sl. 285.

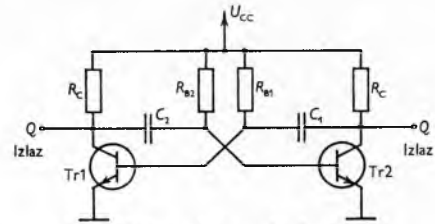
Trajanja kvazistabilnih stanja dana su izrazima

$$T_1 \approx R_{B1} C_1 \ln 2, \quad T_2 \approx R_{B2} C_2 \ln 2,$$

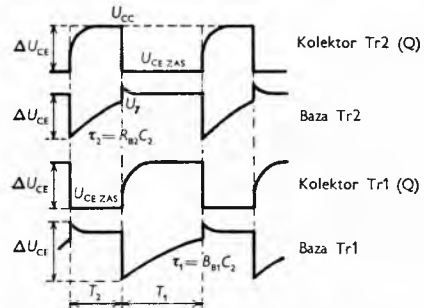
a frekvencija je pravokutnog napona $f = 1/T$, gdje je $T = T_1 + T_2$.

Otpori R_{B1} i R_{B2} odabiru se obično jednaki, a ne smiju biti preveliki, kako bi se osiguralo zasićenje tranzistora Tr1, odnosno Tr2:

$$R_{B1} \leq \frac{U_{CC} - U_{BE\text{ zas}}}{I_{C1\text{ zas}}} h_{FE1} R_{C1}, \quad R_{B2} \leq \frac{U_{CC} - U_{BE\text{ zas}}}{I_{C2\text{ zas}}} h_{FE2} R_{C2}.$$



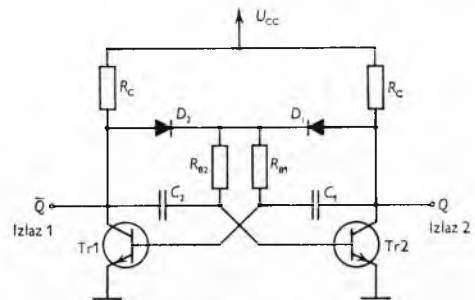
Sl. 284. Astabilni multivibrator



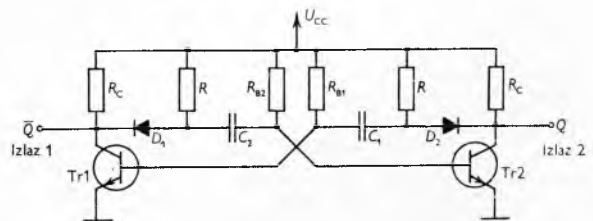
Sl. 285. Oblici napona na karakterističnim točkama astabila

Može se dogoditi da prikazani astabil ne zaoscilira, jer mogu oba tranzistora istovremeno otići u zasićenje. Astabil izveden prema sl. 286 sigurno oscilira, jer oba tranzistora ne mogu istovremeno biti u zasićenju.

Prednji bridovi impulsa koji se dobiju na izlazu astabila imaju izražen eksponencijalni rast, zbog nabijanja veznog kondenzatora. Odvajanjem izlaza od kruga nabijanja diodom pogodnog kratkog vremena oporavka prema sl. 287 postiže se znatno poboljšanje pravokutnosti valnog oblika na izlazu.



Sl. 286. Astabil koji sigurno oscilira

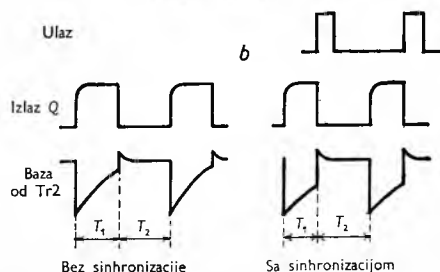
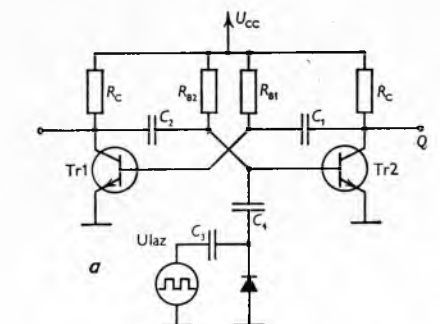


Sl. 287. Astabil koji daje pravokutne impulse s prednjim bridom kraćeg vremena porasta nego kod običnog astabila

Spoj baza-emiter astabilnog multivibratora može se od prevelikog napona zaštititi diodom u emitorskom krugu.

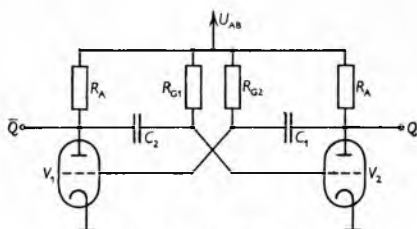
Frekvencija astabila može se stabilizirati dovođenjem sinhronizirajućih impulsa stalne frekvencije uvijek prije završetka kvazistabilnog stanja (sl. 288). Tako se otklanja utjecaj promjene

vrijednosti parametara sklopa, temperature, itd. na stabilnost frekvencije napona koji daje astabil.



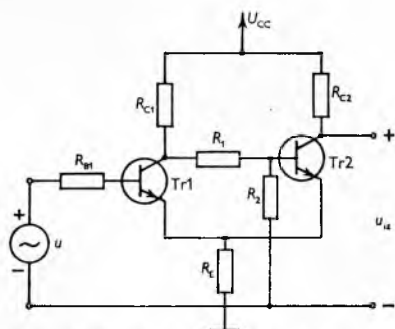
Sl. 288. Sinhronizacija astabila. *a* Shema, *b* oblici impulsa bez sinhronizacije i s njome

Astabil se može izvesti i s elektronkama, prema shemi prikazanoj na sl. 289. Otpori R_{G1} i R_{G2} često se vežu na masu umjesto da se spoje na U_{AB} .



Sl. 289. Astabil s triodama

Schmittov okidni sklop (engl. trigger) je u stvari emitorski (katodno) vezani bistabil (sl. 290). Pozitivna povratna veza ostvarena je ovdje preko zajedničkog emitorskog otpornika R_E . Svojstvo je ovog sklopa da ima dvije okidne razine, gornju i donju, kod kojih dolazi do regenerativne akcije i vrlo nagle izmjene stanja sklopa (sl. 291).



Sl. 290. Schmittov okidni sklop

Kad je napon u izvora na ulazu nula, tranzistor Tr1 ne vodi, a tranzistor Tr2 vodi. Tranzistor Tr1 će postati vodljiv kad napon na njegovoj bazi nadvisi napon emitera. Uz uvjet da je tranzistor Tr2 na rubu aktivnog područja, dobije se za gornju okidnu razinu izraz

$$U_1 = \left(U_{CC} \frac{R_2}{R_{C1} + R_1 + R_2} - U_{BE2} \right) \times \frac{R_E (h_{FE} + 1)}{\frac{(R_{C1} + R_1) R_2}{R_{C1} + R_1 + R_2} + R_E (h_{FE} + 1)} + U_{\gamma 1},$$

gdje je $U_{\gamma 1}$ napon baza-emiter pri kojem tranzistor Tr1 počinje voditi.

Uz uvjete da je

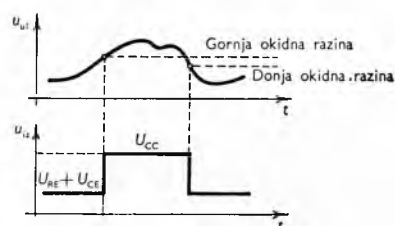
$$R_E (h_{FE} + 1) \gg \frac{(R_{C1} + R_1) R_2}{R_{C1} + R_1 + R_2}$$

$$\text{i} \quad -U_{BE2} + U_{\gamma 1} \approx 0,1 \text{ V}$$

izlazi za napon gornje razine približno

$$U_1 \approx U_{CC} \frac{R_2}{R_{C1} + R_1 + R_2} - 0,1 \text{ V (za } U_1 \text{ i } U_{CC} \text{ u voltima).}$$

Povećanjem napona iznad gornjeg praga ništa se ne postiže, osim što tranzistor Tr1 odlazi dublje u zasićenje, a izlazni tranzistor Tr2 i dalje ne vodi.



Sl. 291. Ulazni i izlazni napon kod Schmittovog okidnog sklopa

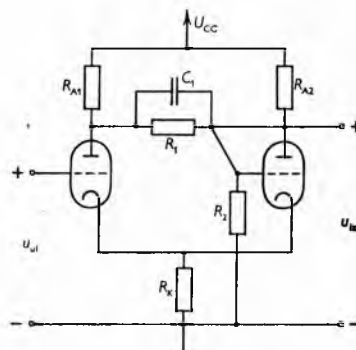
Ako se ulazni napon smanjuje, u jednom će trenutku tranzistor Tr1 izaći iz zasićenja, prijeći u aktivno područje, napon na emiteru će se smanjiti, a napon na kolektoru porasti. To će u jednom trenutku izazvati vođenje tranzistora Tr2 i zapiranje tranzistora Tr1. Napon donjega praga bit će

$$U_2 = U_{BE1} + \frac{R_E \left(1 + \frac{1}{h_{FE}} \right) + \frac{R_{B1}}{h_{FE}}}{R_E \left(1 + \frac{1}{h_{FE}} \right) + \frac{R_{C1} R_2}{R_{C1} + R_1 + R_2}} \times$$

$$\times \left(U_{CC} \frac{R_2}{R_{C1} + R_1 + R_2} - U_{\gamma 2} \right),$$

gdje je $U_{\gamma 2}$ napon baza-emiter pri kojem tranzistor Tr2 upravo počinje voditi.

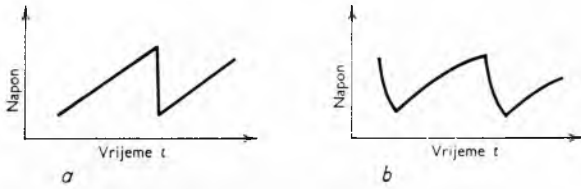
Schmittov okidni sklop može se izvesti i s elektronkama prema sl. 292.



Sl. 292. Schmittov okidni sklop s triodama

Schmittov okidni sklop primjenjuje se kao oblikovač pravokutnih impulsa, kao sklop koji signalizira prijelaz napona iznad i ispod neke određene vrijednosti (diskriminator razine) i općenito kao brza sklopka, jer ima jaka regenerativna svojstva.

Generiranje pilastog napona. Pri idealnom pilastom impulsu napon od samog početka linearno raste, a na kraju trenutno padne na početnu vrijednost (sl. 293a). Stvarni pilasti napon ne raste potpuno linearno, niti pada trenutno na početnu vrijednost (sl. 293b).



Sl. 293. Pilasti napon: a idealizirani, b stvarni



Sl. 294. Određivanje greške nagiba

Odstupanje od linearnosti mjeri se najčešće greškom nagiba e_s , prema sl. 294. Greška nagiba je definirana omjerom

$$e_s = \frac{\text{početni nagib} - \text{završni nagib}}{\text{početni nagib}}$$

Ako su početni i završni nagib jednaki, greška nagiba je jednaka nuli.

Pilasti napon generira se na četiri osnovna načina: upotrebom izvora konstantnog napona, upotrebom izvora konstantne struje, Millerovim sklopom i tzv. butstrepom.

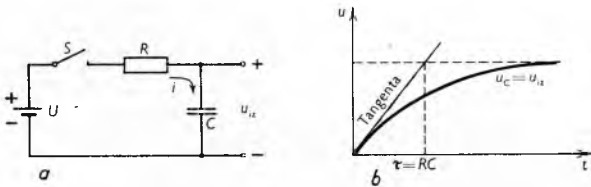
Generiranje pilastog napona upotrebom izvora konstantnog napona. Princip je prikazan na sl. 295. Ako je kondenzator kapacitivnosti C na početku prazan, nakon uklapanja sklopke S u kondenzator poteče struja i koja s vremenom biva sve manja. Rast napona na kondenzatoru u stvari je eksponencijalan:

$$u_{1z} = U(1 - e^{-t/RC}).$$

Odstupanje od linearnosti najmanje je na početku. Greška nagiba je općenito $e_s = u_{1z}/U$.

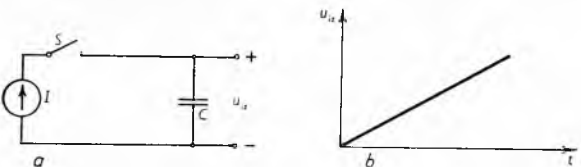
Za bolju linearnost treba uzeti što veći napon izvora U , a nabijanje kondenzatora C prekinuti što prije. Tada protunapon u_c kondenzatora ima mali utjecaj na struju nabijanja

$$i = \frac{U - u_c}{R}.$$



Sl. 295. Princip generiranja pilastog napona nabijanjem kondenzatora iz izvora konstantnog napona. a Shema, b rast napona na kondenzatoru, $u_c = u_{1z}$

Generiranje pilastog napona upotrebom izvora konstantne struje. Princip je prikazan na sl. 296 a. Ako je kondenzator kapacitivnosti C na početku prazan i uključi se idealni izvor konstantne struje, izlazni napon rast će potpuno linearno (sl. 296 b). Problem je

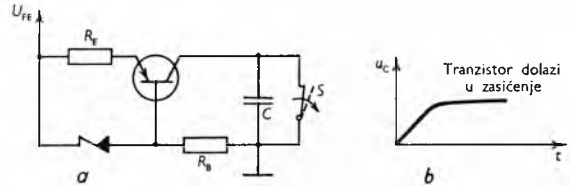


Sl. 296. Princip generiranja pilastog napona nabijanjem kondenzatora iz izvora konstantne struje. a Shema, b rast napona na kondenzatoru, $u_c = u_{1z}$

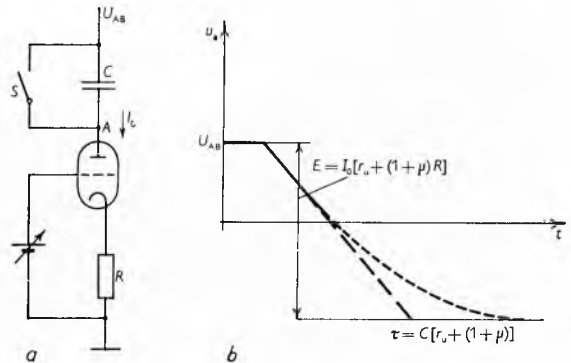
u realizaciji strujnog izvora. Za to može poslužiti tranzistor ili elektronka (sl. 297 a i 298 a). Tranzistoru se osigura stalna struja baze. Kad se otvori sklopka S , kondenzator se počinje nabijati linearno sve do odlaska tranzistora u zasićenje. Promjena napona na kolektoru tranzistora gotovo ne utječe na struju kolektora kojom se puni kondenzator (v. sl. 297 b).

U sklopu s elektronkom iskorištava se svojstvo da promjena anodnog napona ima mali utjecaj na anodnu struju, uz otpor R u katodnom krugu. Promjenom prednapona može se mijenjati brzina rasta pilastog napona. Na dijagramu sl. 298 b dani su ekvivalentni napon i ekvivalentni unutarnji otpor realiziranog izvora, koji se može smatrati dobrim strujnim izvorom (veliki unutarnji otpor i približno stalna struja). Napon na kondenzatoru raste eksponencijalno, ali prema velikom naponu, mnogo većem od U_{AB} , tako da se iskorištava početni dio eksponencijalne krivulje i postiže dobra linearnost.

Generiranje pilastog napona Millerovim sklopom. U jednostavnom krugu RC , uz dovođenje stalnog napona na ulaz, rast napona na kondenzatoru C najbrži je na početku, a kasnije sve sporiji.



Sl. 297. Generator pilastog napona s tranzistorom kojim se postiže približno konstantna struja. a Shema, b rast napona na kondenzatoru



Sl. 298. Generator pilastog napona s triodom kojim se dobiva približno konstantna struja. a Shema, b rast napona na kondenzatoru na početku je skoro linearan

Razlog je u protunaponu kondenzatora, koji djeluje protivno naponu izvora. Struja nabijanja iznosi

$$i = \frac{U - u_c}{R},$$

gdje je U napon istosmjernog izvora, a u_c rastući protunapon na kondenzatoru. Očito bi se linearnost porasta napona na kondenzatoru mogla postići tako da se u krug nabijanja kondenzatora doda još jedan izvor, koji bi pratio promjene napona na kondenzatoru s time da im se suprotstavlja. Takvo rješenje daje Millerov sklop (sl. 299). Upotrijebljeno je naponsko pojačalo s velikim pojačanjem, velikim ulaznim i malim izlaznim otporom. Signal na samom ulazu pojačala vrlo je mali. Stoga su napon na kondenzatoru i napon na izlazu praktički jednaki, ali gledano u krugu nabijanja RC suprotni su po djelovanju, tako da je struja u kondenzator dana izrazom $I \approx U/R$.

Sl. 299. Načelna shema Millerovog generatora pilastog napona

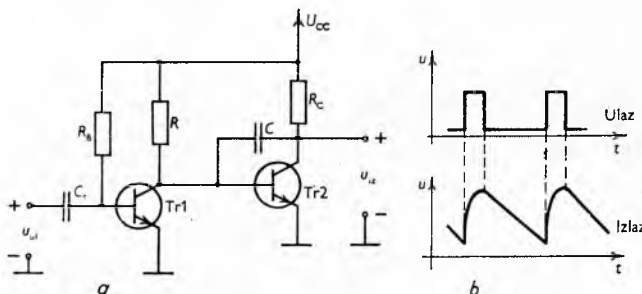
Greška nagiba može se odrediti kao pri eksponencijalnom porastu, s time da je napon kojemu sada eksponencijala teži jednak $A \cdot U \cdot R_{ul} (R + R_{ul})$. Prema tome je greška nagiba

$$e_s = \frac{u_{1z}}{|A| U} \left(1 + \frac{R}{R_{ul}} \right),$$

gdje je A pojačanje pojačala.

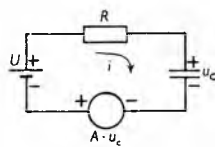
Vidi se da se nepovoljni utjecaj odnosa otpora R i ulaznog otpora R_{ul} može kompenzirati dovoljno velikim pojačanjem pojačala. Na sl. 300 dana je jednostavna izvedba generatora pilastog

napona na Millerovom principu. Tranzistor Tr 1 radi kao sklopka, a tranzistor Tr 2 kao pojačalo. Kad Tr 1 vodi, kondenzator C se nabija. Kad Tr 1 prestane voditi, Tr 2 provede struju, a kondenzator C se postepeno izbijja. Izlazni napon linearno pada zajedno s naponom na kondenzatoru, a struja izbijanja iznosi $I \approx U_{CC}/R$ (sl. 300 b).



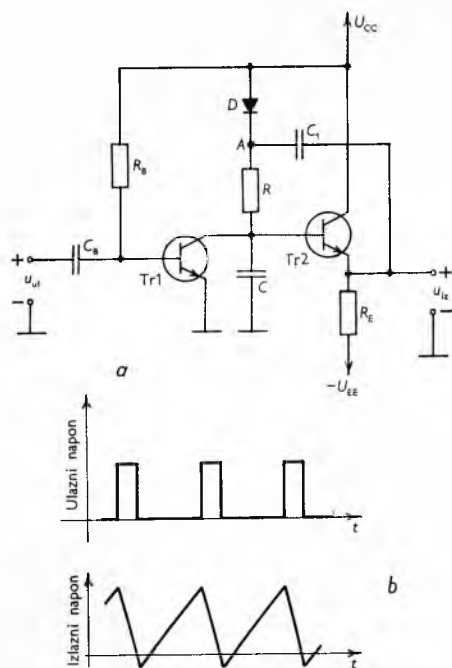
Sl. 300. Primjer jednostavne izvedbe Millerovog generatora. a Shema, b oblici ulaznog i izlaznog impulsa

Generiranje pilastog napona butstrepom (engl. bootstrap). U osnovi princip linearizacije i ovdje je u dodavanju u krug nabijanja napona koji prati promjene na kondenzatoru C, ali ima suprotno djelovanje (sl. 301).



Sl. 301. Princip dobivanja pilastog napona butstrep-generatorom

Osnovna shema butstrep-generatora pilastog napona dana je na sl. 302 a. Tranzistor Tr 1 ima ulogu sklopke, a tranzistor Tr 2 je pojačalo u spoju emiterkog sljedila, čije je pojačanje vrlo blizu jedinice. Kondenzator C₁, koji se uzima mnogo veći od kondenzatora C, služi kao izvor koji se dopunjava preko diode D koja ima ulogu sklopke. U krugu nabijanja kondenzatora C preko



Sl. 302. Shema butstrep-generatora pilastog napona (a) i prikaz napona na ulazu i izlazu (b)

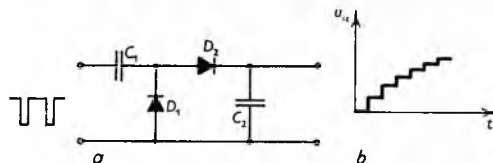
otpora R, pored kondenzatora kapacitivnosti C₁ koji služi kao izvor, nalazi se i izlaz pojačala, koji daje napon približno jednak

naponu na kondenzatoru C, ali suprotnog djelovanja. Tako se postiže približno konstantna struja nabijanja kondenzatora C, tj. struja $I = U_{C1}/R$. Kad raste izlazni napon, raste i potencijal točke A tako da reverzno polarizirana dioda D sprečava neželjeno izbijanje kondenzatora kapacitivnosti C₁ u izvor napajanja s naponom U_{CC}. Greška nagiba kod butstrep-generatora dana je formulom

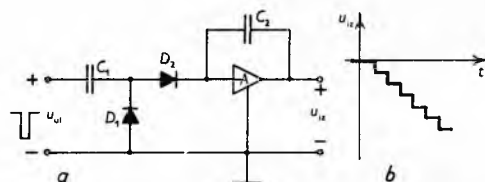
$$e_s = \frac{U_{iz}}{U_{CC}} \left(1 - A_v + \frac{R}{R_{ul}} + \frac{C}{C_1} \right),$$

gdje je U_{iz} maksimalni iznos izlaznog napona, R_{ul} ulazni otpor, a A_v pojačanje emiterkog sljedila. Eventualni loši utjecaj odnosa R/R_{ul} ovdje se ne da popraviti kao kod Millerovog sklopa.

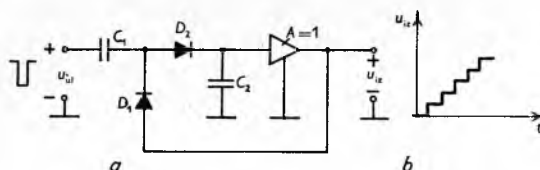
Generiranje stepeničastog napona. Na sl. 303 prikazana je tzv. diodna pumpa. Ulazni impulsi nabiju preko diode D₁ kondenzator kapacitivnosti C₁, a u pauzi između impulsa naboj sa kondenzatora C₁ prenosi se na kondenzator kapacitivnosti C₂, dok se naponi ne izjednače. Količina naboja koja se prenosi pri svakom impulsu manja je nego pri prethodnom, tako da su stepenice redom sve manje.



Sl. 303. Diodna pumpa. a Shema, b oblik izlaznog napona



Sl. 304. Linearizacija stepeničastog napona Millerovim sklopom. a Sklop, b linearizirani izlazni napon



Sl. 305. Butstrep-generator stepeničastog napona. a Sklop, b oblik izlaznog napona

Porast napona između n-tog i (n + 1)-og koraka dan je izrazom:

$$u_{n+1} - u_n = (U - U_0) (1 - k)^n,$$

gdje je U napon na koji se nabija kondenzator kapacitivnosti C₁, U₀ je početni napon na kondenzatoru kapacitivnosti C₂, u_{n+1} - u_n je razlika između napona nakon (n + 1)-ve stepenice i napona nakon n-te stepenice, a k je odnos C₂/(C₁ + C₂).

Da bi se postigao niz jednakih stepenica, primjenjuju se metode linearizacije, tj. Millerov princip ili butstrep (sl. 304 i 305). U prvom se slučaju postiže izbijanje kondenzatora C₁ pri svakoj stepenici praktički do nule (ulazni napon pojačala vrlo je mali). U drugom slučaju (sl. 305) kondenzator C₁ nabija se pri svakoj slijedećoj stepenici na viši napon jer je dioda D₁ spojena na izlaz pojačala. Tako se praktički kod svake stepenice prenosi ista količina naboja preko diode D₂ na kondenzator C₂.

Generiranje pilaste struje. Generatorom pilaste struje treba ostvariti linearan rast struje kroz svitak induktiviteta L (npr. kroz otklonski svitak kineskopa). Kao sklopka za uklapanje i isklapanje struje kroz svitak služi tranzistor ili elektronka.

Ako se uzme da su u sklopu na sl. 306 a tranzistor i svitak induktivnosti L idealni, onda se, kad tranzistor provede struju, cijeli pad napona ostvaruje na svitku induktivnosti L:

$$U_{CC} = L \frac{di}{dt}.$$

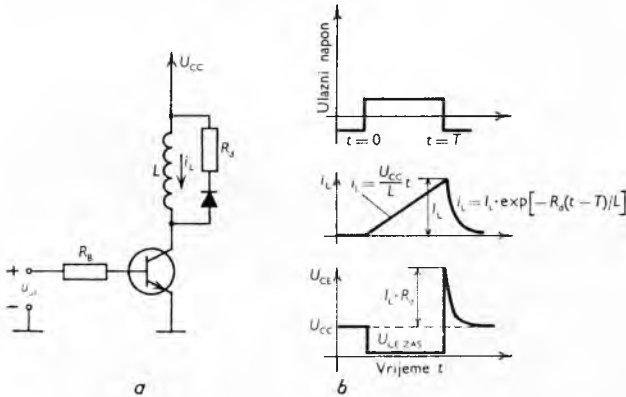
Integriranjem u granicama 0 do t dobije se

$$i_L = \frac{U_{CC}}{L} \cdot t,$$

što znači da struja raste linearno s vremenom. U stvarnosti i tranzistor, kad je u zasićenju, i zavojnica imaju neke omske otpore $R_{CE\text{ zas}}$ i R_L . Stoga je porast struje eksponencijalan:

$$i_L = \frac{U_{CC}}{R_L + R_{CE\text{ zas}}} \left\{ 1 - \exp \left[- (R_L + R_{CE\text{ zas}}) \frac{t}{L} \right] \right\},$$

pa je greška nagiba dana odnosom $I_L(R_L + R_{CE\text{ zas}})/U_{CC}$. Struja raste sve sporije jer je djelotvorni napon na svitku induktivnosti L sve manji, s obzirom na to da uslijed rasta struje raste i pad napona na serijskim otporima $R_{CE\text{ zas}}$ i R_L . Ovaj neželjeni pad napona može se kompenzirati dodavanjem u seriju još jedne zavojnice sa jezgrom koja ide u zasićenje, s mogućnosti podešavanja.



Sl. 306. Induktivitet i tranzistorska sklopka. a Shema, b oblici napona i struje

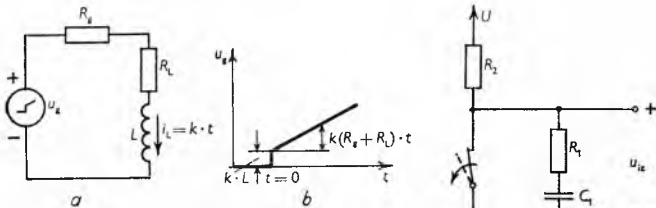
Kad tranzistor prestane voditi, u svitku se inducira veliki protunapon koji nastoji podržati dalji rast struje. Ovi naponi mogu praktički biti nekoliko puta veći od napona napajanja U_{CC} , što može izazvati lavinski proboj i uništenje tranzistora. Zbog toga se paralelno svitku induktivnosti L spaja redovito dioda, koja kratko spaja protunapon koji se stvara na induktivnosti, ali omogućuje još neko vrijeme tok struje i njen postepeni pad po eksponencijalnom zakonu. Kompromis predstavlja dodavanje otpora u seriju s diodom. Tako se na tranzistoru ipak javlja povećani napon, koji se može ograničiti i veličinom spomenutog otpora. Taj otpor skraćuje vrijeme potrebno da struja kroz induktivnost padne na nulu.

Linearizacija pilaste struje može se ostvariti i dovođenjem odgovarajuće pobude, što proizlazi iz analize jednostavne mreže RL prema sl. 307. Diferencijalna jednačba glasi:

$$u_s = L \frac{di}{dt} + (R_s + R_L) i.$$

Ako se želi linearni porast struje $i_L = k t$, gdje je k koeficijent smjera, pobuda treba da je

$$u_s = k L + k (R_s + R_L) t.$$



Sl. 307. Mreža RL (a) i pobuda koja daje linearni porast struje (b)

Takav oblik pobude može se realizirati i pomoću mreže prema sl. 308, za koju uz $t/2 R_s C_1 \ll 1$ vrijedi da je izlazni napon skok iznosa $R_1 \cdot U/R_s$, na koji se nastavlja rast po pravcu nagiba $U/R_s C_1$.

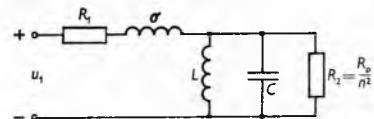
Sl. 308. Otporno - kapacitivni djelitelj koji daje trapezni oblik napona

Ako se u mrežu RL ubace u stvarnosti uvijek prisutne parazitne kapacitivnosti, dobije se prigušeni titrajni krug. U tom slučaju pobuda mora biti takva da se na početku naglo nabiju parazitne kapacitivnosti, jer inače struja u svitku počinje rasti usporeno ili sa zakašnjenjem.

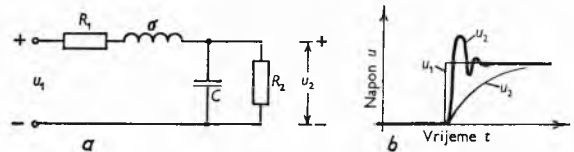
Impulsni transformator vrlo se često susreće u impulsnim sklopovima. Služi za stvaranje jake pozitivne povratne veze između izlaznog i ulaznog kruga blokig-oscilatora, za prilagođenje, transformaciju napona, polariteta i faznih odnosa, za istosmjerno odvajanje sklopova, itd. Za izradu impulsnog transformatora upotrebljavaju se jezgre od materijala s velikom permeabilnošću, najčešće lončastog oblika.

Da bi prijenos pravokutnog impulsa bio dobar, impulsni transformator treba da propušta široki opseg frekvencija, često od vrlo niskih do vrlo visokih.

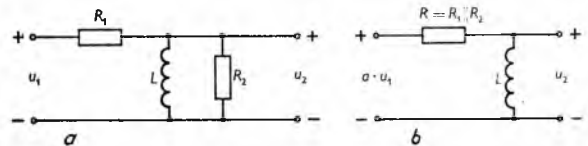
Svojstva impulsnog transformatora mogu se odrediti pomoću nadomjesne sheme (sl. 309). Ova složena shema može se pojednostavniti promatranjem odziva na prednji (vertikalni) brid impulsa (visoke frekvencije) prema sl. 310. Induktivnost L ispuštena je jer u trenutku promatranja predstavlja velik otpor. Traženje



Sl. 309. Nadomjesna shema impulsnog transformatora. R_1 ukupni omski otpor u primaru, σ rasipanje induktivnosti, L primarna induktivnost, C rasipna kapacitivnost, R_2 ukupni omski otpor u sekundaru transformatora prenijet na primarnu stranu



Sl. 310. Pojednostavnjena nadomjesna shema impulsnog transformatora (a) za odziv na prednji (vertikalni) brid impulsa (b)



Sl. 311. Pojednostavnjena nadomjesna shema impulsnog transformatora za odziv na horizontalni brid impulsa. Sheme a i b su ekvivalentne

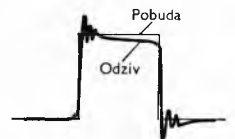
odziva svodi se na analizu titrajnog kruga, manje ili više prigušenog. Praktički se ide na slučaj potkritičkog prigušenja, tako da se u odzivu javljaju titraji, ali je vrijeme porasta (v. str. 548) kratko. Odziv na gornji (horizontalni) brid može se ustanoviti na temelju pojednostavnjene sheme prema sl. 311a i nadomjesne sheme na sl. 311b. To je odziv jednostavnog kruga RL koji ima diferencirajuće djelovanje; pad gornje ivice impulsa je eksponencijalan uz vremensku konstantu $\tau = L/R$. Ukupni rezultat može se dobiti superpozicijom, prema sl. 312.

Induktivitet primara impulsnog transformatora dan je izrazom

$$L = \frac{\mu \cdot S}{l} \cdot w_p^2,$$

gdje je $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$, umnožak apsolutne i relativne permeabilnosti jezgre, S je presjek jezgre, l je srednja duljina puta magnetskih silnica, a w_p je broj zavoja primara. Induktivnost L mora biti velika, kako bi se smanjilo diferencirajuće djelovanje transformatora. To se postiže prvenstveno velikom relativnom permeabilnošću jezgri, jer povećanje broja zavoja povećava rasipnu induktivnost danu izrazom

$$\sigma = \mu_0 \frac{w_p^2 V}{\lambda^2},$$

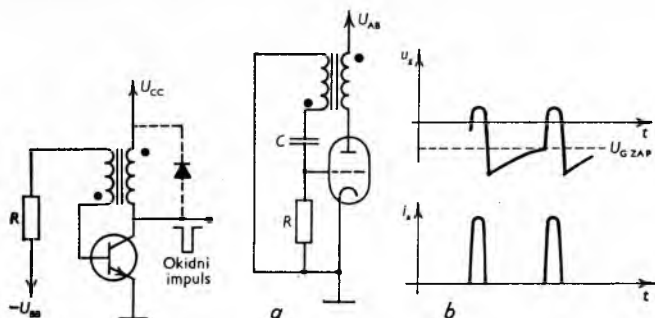


Sl. 312. Odziv impulsnog transformatora na pravokutni impuls

gdje je V volumen (zraka) između primara i sekundara preko kojeg se zatvara rasipni magnetski tok, a λ je širina sloja namotâ. Kod impulsnih transformatora izbjegavaju se veliki prijenosni omjeri (praktički se ide od 1 do 10, a najčešće 3, 4 ili 5) jer to ima znatnog utjecaja na rasipnu kapacitivnost danu izrazom

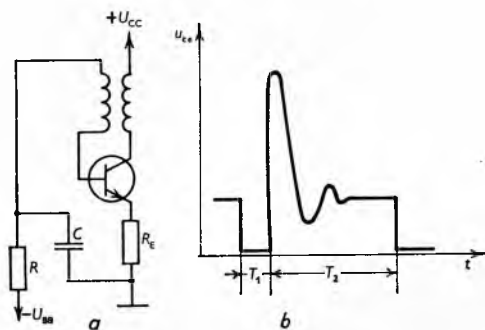
$$C = (n^2 + n + 1) \frac{C_0}{3}$$

Pri tom je $C_0 = \epsilon \frac{S\lambda}{d}$, gdje je ϵ dielektričnost, S srednji opseg namota, d razmak između namotâ, λ širina sloja, a n prijenosni omjer transformatora. C_0 je kapacitivnost zamišljenog pločastog kondenzatora kojemu ploče imaju površinu $S\lambda$, a razmak među pločama je d .



Sl. 313. Bloking-oscilator

Sl. 315. Bloking-oscilator s triodom. a Shema, b oblik impulsa



Sl. 314. Astabilni bloking-oscilator. a Shema, b oblik impulsa

Bloking-oscilator sastoji se od samo jednog stupnja s tranzistorom ili s elektronkom i impulsnog transformatora koji omogućuje pozitivnu povratnu vezu s izlaza na ulaz sklopa. Bloking-oscilator služi za dobivanje kratkih i oštih impulsa velike struje uz blage tolerancije u pogledu oblika, amplitude i trajanja impulsa. Snažni impulsi mogu se dobiti uz upotrebu elemenata predviđenih za relativno male snage, jer struja kroz njih teče samo kratko vrijeme, dok traje impuls. Bloking-oscilator može raditi kao monostabilni ili astabilni sklop.

U jednostavnom sklopu prema sl. 313, kad nema pobudnih impulsa, tranzistor je zakočen. Okidni impuls dovodi se na kolektor, a preko impulsnog transformatora koji zakreće fazu za 180° prenosi se u bazni krug. Tranzistor provede struju i zbog jake pozitivne povratne veze porast kolektorske struje izaziva dalji porast struje baze i tranzistor vrlo brzo odlazi u zasićenje. Kolektorska struja prestaje rasti, struja baze se smanjuje i tranzistor odlazi u zapiranje. Do prestanka regenerativnog procesa porasta struje i naglog smanjenja struje u bloking-oscilatoru može doći i zato što je transformator došao u zasićenje.

U astabilnom bloking-oscilatoru obično se razmak impulsa regulira vremenskom

konstantom u emitterskom ili baznom krugu (sl. 314). Vrijeme T_2 (među impulsima struje) proporcionalno je vremenskoj konstanti RC .

Bloking-oscilator često se izvodi i s elektronkom prema sl. 315. Prikazani sklop je astabilan. Kad se priključi napajanje, anodna struja naglo raste do zasićenja, uslijed jake pozitivne povratne veze. Nakon toga napon na sekundaru naglo padne, a kondenzator kapacitivnosti C postepeno se izbijla preko otpornika otpora R . U jednom trenutku rešetka dostiže granicu vođenja (U_{GZAP}) i cijev provede struju, tako da se regenerativni proces opet ponovi, itd. Otporom R može se mijenjati frekvencija impulsa koje daje bloking-oscilator.

Digitalni sklopovi

U digitalnim sustavima električni signali predstavljaju brojčane vrijednosti, obično jednu od dviju binarnih znamenaka »0« ili »1«. Tim znamenkama pridjeljuju se određena područja napona, između kojih se nalazi zabranjeno područje (sl. 316).

Svi podaci u digitalnim sistemima prikazuju se pomoću kombinacija binarnih znamenki, tzv. bitova (bit, od engl. *binary digit*).

Sklopovi u digitalnim uređajima imaju različite funkcije: računanje, uspoređivanje, obavljanje logičkih funkcija, donošenje odluka, pamćenje, itd. Izrađuju se isključivo od poluvodičkih elemenata ili integriranih sklopova (v. *Elektronički sastavni dijelovi*, str. 485). Digitalna elektronika počela se vrlo naglo razvijati tek nakon pronalaska tranzistora.

Osnovni logički sklopovi (v. *Digitalna računala*, TE 3, str. 322). Logički sklopovi obavljaju logičke funkcije. Osnovne logičke funkcije jesu »I«, »ILI« i »NE« (tabl. 7). Pomoću njih mogu se realizirati sve funkcije.

U složenim shemama digitalnih uređaja, umjesto mnogostrukog crtanja jedne te iste sheme, upotrebljavaju se logički simboli i oznake logičke algebre iz tabl. 7.

Kod *I-funkcije* odgovor je pozitivan samo ako su ispunjeni svi uvjeti. U *I-sklopu* izlaz Z »postoji«, tj. on je u stanju »logičke jedinice« samo ako »postoje« svi ulazi (A, B , itd.). Ako makar samo jedan ulaz ne »postoji«, tj. ako je na njemu napon jednak nuli (»logička nula napona«), dotična dioda provede struju, izlazni napon sklopa je nizak i odgovara logičkoj nuli.

Tablica 7
OSNOVNI LOGIČKI SKLOPOVI

I — sklop	ILI — sklop	NE — sklop	Sklop																																				
			Shema																																				
<table border="1"><tr><th>A</th><th>B</th><th>Z</th></tr><tr><td>0V</td><td>0V</td><td>+U₀</td></tr><tr><td>0V</td><td>+U</td><td>+U₀</td></tr><tr><td>+U</td><td>0V</td><td>+U₀</td></tr><tr><td>+U</td><td>+U</td><td>+U₀</td></tr></table> $U_0 \approx 0,6V$	A	B	Z	0V	0V	+U ₀	0V	+U	+U ₀	+U	0V	+U ₀	+U	+U	+U ₀	<table border="1"><tr><th>A</th><th>B</th><th>Z</th></tr><tr><td>0V</td><td>0V</td><td>0V</td></tr><tr><td>0V</td><td>+U</td><td>$U - U_0$</td></tr><tr><td>+U</td><td>0V</td><td>$U - U_0$</td></tr><tr><td>+U</td><td>+U</td><td>$U - U_0$</td></tr></table> $U_0 \approx 0,6V$	A	B	Z	0V	0V	0V	0V	+U	$U - U_0$	+U	0V	$U - U_0$	+U	+U	$U - U_0$	<table border="1"><tr><th>A</th><th>B</th></tr><tr><td>0V</td><td>+U</td></tr><tr><td>+U</td><td>U_{CEZAS}</td></tr></table> $0,3V \approx U_{CEZAS}$	A	B	0V	+U	+U	U_{CEZAS}	Električni signal
A	B	Z																																					
0V	0V	+U ₀																																					
0V	+U	+U ₀																																					
+U	0V	+U ₀																																					
+U	+U	+U ₀																																					
A	B	Z																																					
0V	0V	0V																																					
0V	+U	$U - U_0$																																					
+U	0V	$U - U_0$																																					
+U	+U	$U - U_0$																																					
A	B																																						
0V	+U																																						
+U	U_{CEZAS}																																						
<table border="1"><tr><th>A</th><th>B</th><th>Z</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table> $Z = A \cdot B$	A	B	Z	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	<table border="1"><tr><th>A</th><th>B</th><th>Z</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table> $Z = A + B$	A	B	Z	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	<table border="1"><tr><th>A</th><th>Z</th></tr><tr><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td></tr></table> $Z = \bar{A}$	A	Z	0	1	1	0	Tablice s logičkim oznakama, pripadni grafički simboli i funkcije
A	B	Z																																					
0	0	0																																					
0	1	0																																					
1	0	0																																					
1	1	1																																					
A	B	Z																																					
0	0	0																																					
0	1	1																																					
1	0	1																																					
1	1	1																																					
A	Z																																						
0	1																																						
1	0																																						

Tablica 8
LOGIČKI NI- I NILI-SKLOP

Sklop	NI – sklop	NILI – sklop																														
Sheme																																
Električni signali	<table border="1"> <tr><th>A</th><th>B</th><th>Z</th></tr> <tr><td>0V</td><td>0V</td><td>U</td></tr> <tr><td>0V</td><td>U</td><td>U</td></tr> <tr><td>U</td><td>0V</td><td>U</td></tr> <tr><td>U</td><td>U</td><td>(2)U_{CE ZAS}</td></tr> </table>	A	B	Z	0V	0V	U	0V	U	U	U	0V	U	U	U	(2)U _{CE ZAS}	<table border="1"> <tr><th>A</th><th>B</th><th>Z</th></tr> <tr><td>0V</td><td>0V</td><td>U</td></tr> <tr><td>0V</td><td>U</td><td>U_{CE ZAS}</td></tr> <tr><td>U</td><td>0V</td><td>U_{CE ZAS}</td></tr> <tr><td>U</td><td>U</td><td>U_{CE ZAS}</td></tr> </table>	A	B	Z	0V	0V	U	0V	U	U _{CE ZAS}	U	0V	U _{CE ZAS}	U	U	U _{CE ZAS}
A	B	Z																														
0V	0V	U																														
0V	U	U																														
U	0V	U																														
U	U	(2)U _{CE ZAS}																														
A	B	Z																														
0V	0V	U																														
0V	U	U _{CE ZAS}																														
U	0V	U _{CE ZAS}																														
U	U	U _{CE ZAS}																														
Tablice s logičkim oznakama simboli i funkcije	<table border="1"> <tr><th>A</th><th>B</th><th>Z</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table> $Z = A \cdot B$	A	B	Z	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	<table border="1"> <tr><th>A</th><th>B</th><th>Z</th></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </table> $Z = A + B$	A	B	Z	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0
A	B	Z																														
0	0	1																														
0	1	1																														
1	0	1																														
1	1	0																														
A	B	Z																														
0	0	1																														
0	1	0																														
1	0	0																														
1	1	0																														

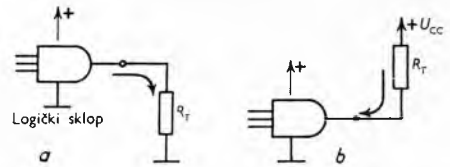
Kod *ILI-funkcije* odgovor je pozitivan ako je ispunjen bar jedan uvjet. U ILI-sklopu, ako je na bar jednom ulazu (A ili B, itd.) pozitivan napon, koji odgovara logičkoj jedinici, izlaz Z je također u stanju logičke jedinice, jer se napon na izlazu razlikuje od ulaznog samo za mali pad napona na diodi.

Kod *NE-funkcije* odgovor je uvijek suprotan od uvjeta. U NE-sklopu ulazna veličina se invertira. Ako je na ulazu A napon koji odgovara logičkoj jedinici, tranzistor odlazi u zasićenje jer dobiva struju baze, pa je na izlazu Z mali napon zasićenja, koji odgovara logičkoj nuli. Ako je ulaz na nuli, tranzistor je u zapiranjju i izlazni napon odgovara logičkoj jedinici.

I- i ILI-sklopovi sastavljeni od dioda i otpora pasivni su sklopovi i mogućnost opterećenja izlaza tih sklopova vrlo je ograničena. Stoga se oni najčešće upotrebljavaju u zajednici sa NE-skloptom, pa se dobije, prema načinu spajanja, *sklop NI* ili *NILI* (tabl. 8). Dobro je svojstvo ovih sklopova da se upotrebom samo jednog od njih mogu realizirati sve jednostavne i složene logičke funkcije (tabl. 9). Stoga se često u digitalnim sustavima primjenjuje samo jedan tip logičkog sklopa, npr. samo NI-sklop ili, pak, samo NILI-sklop.

Faktor razgranjivanja na ulazu ili izlazu jedna je od najznačajnijih karakteristika logičkih sklopova. Na ulazu to je broj ulaza. Na izlazu to je broj koji kaže koliko se ulaza jednaka takvih logičkih sklopova može priključiti na izlaz, a da ovaj ne bude preopterećen.

Opterećenja se mogu podijeliti na opterećenja prema masi (sl. 317 a) i opterećenja prema izvoru napajanja (sl. 317 b). U prvom slučaju logički sklop daje struju teretu, a u drugom slučaju preko tereta struja teče u logički sklop.

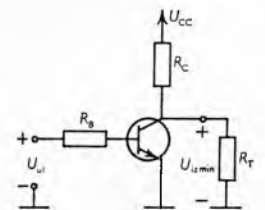


Sl. 317. Vrste opterećenja logičkih sklopova. a Opterećenje spojeno prema masi, b opterećenje spojeno prema izvoru napajanja

Proračun logičkih sklopova obično se izvodi metodom najlošijeg slučaja. Pri tome uzimaju se u obzir tolerancije elemenata i za najlošiju moguću kombinaciju traži se ispravan rad sklopa. Za sklop na sl. 318 može se npr. tražiti minimalni iznos otpora R_T ako je zadano R_C , U_{CC} i $U_{IZ \min}$, uz zakočen tranzistor i uz reverznu struju I_{CB0} koja je u ovom primjeru zanemarena:

$$U_{IZ \min} = U_{IZ} = U_{CC} \frac{R_T}{R_C + R_T},$$

$$\text{odnosno } R_T = \frac{U_{IZ} R_C}{U_{CC} - U_{IZ}}.$$



Sl. 318. Opterećena tranzistorska sklopka (NE-sklop)

Crticom iznad, odnosno ispod simbola označava se (samo ovdje!) kad treba uzeti maksimalnu, a kad minimalnu moguću vrijednost, uz dane tolerancije.

Ako se proračun sklopa izvede metodom najlošijeg slučaja, sigurnost njegovog rada bit će praktički 100%. Neispravan rad dolazi u obzir samo uslijed kvara elementa, a ni u kom slučaju zbog tolerancija elemenata, napajanja i temperature okoline. Uvaži li se statistički određena pouzdanost sklopa (v. str. 448), mogu se znatno ublažiti tolerancije ulaznih veličina.

Na *brzinu rada logičkih sklopova* od odlučnog su utjecaja svojstva poluvodičkih elemenata, ali i parazitnih kapacitivnosti i, s njima u vezi, vremenskih konstanti. Vrijeme isključenja dioda i tranzistora čini po pravilu glavnu komponentu kašnjenja logičkih sklopova.

Opisani sklopovi su tzv. kombinacioni logički sklopovi. Ti sklopovi ne mogu pamtitii podatke. Njihov izlaz ovisi o trenutnom stanju ulaza. Slijedni (sekvencijalni) sklopovi sadrže i sklopove za pamćenje, pa im stanje na izlazu ovisi ne samo o trenutnom stanju ulaza nego i o prethodnom stanju sklopa. Osnovni slijedni sklop je bistabil (v. str. 561).

Tablica 9
REALIZACIJA OSNOVNIH LOGIČKIH FUNKCIJA I, ILI I NE UPOTREBOM SAMO I-, ODNOSNO SAMO NILI-SKLOPOVA

	»I« ($Z = A \cdot B$)	»ILI« ($Z = A + B$)	»NE« ($Z = \bar{A}$)
Osnovni logički sklopovi			
Izvedba pomoću NI – sklopova			
Izvedba pomoću NILI – sklopova			

U tabl. 10 dana su osnovna pravila i osnovni teoremi logičke algebre.

Tablica 10
OSNOVNA PRAVILA I TEOREMI LOGIČKE
ALGEBRE

$0+0=0$	$0\cdot0=0$	Osnovna pravila
$0+1=1$	$0\cdot1=0$	
$1+1=1$	$1\cdot1=1$	
$\bar{0}=1$	$\bar{1}=0$	
$A+0=A$	$A\cdot0=0$	
$A+1=1$	$A\cdot1=A$	
$A+A=A$	$A\cdot A=A$	
$A+\bar{A}=1$	$A\cdot\bar{A}=0$	
$\bar{\bar{A}}=A$		
$A+B=B+A$		Zakon komutacije
$A\cdot B=B\cdot A$		
$(A+B)+C=A+(B+C)$		Zakon asocijacije
$(A\cdot B)\cdot C=A\cdot(B\cdot C)$		
$A(B+C)=AB+AC$		Zakon distribucije
$A+BC=(A+B)(A+C)$		
$\bar{A+B}=\bar{A}\cdot\bar{B}$		De Morganovi teoremi
$\overline{A\cdot B}=\bar{A}+\bar{B}$		

Brojevi sustavi i kodovi. Sustav na kojem se temelji rad digitalnih elektroničkih uređaja jest binarni sustav. U tom sustavu postoje samo dvije znamenke 0 i 1. Svako brojno mjesto »ulijevo« ima vrijednost dva puta veću od prethodnog, a svako brojno mjesto »desno« ima vrijednost ili »težinu« dva puta manju od prethodnog.

Tablica 11
BROJEVI OD 0 DO 15 U BINARNOM
I DEKADNOM SUSTAVU

Binarni sustav	Dekadni sustav	Binarni sustav	Dekadni sustav
0	0	1000	8
1	1	1001	9
10	2	1010	10
11	3	1011	11
100	4	1100	12
101	5	1101	13
110	6	1110	14
111	7	1111	15

Brojevi se u bilo kojem sustavu prikazuju nizom znamenki koje predstavljaju koeficijente kojima se množi baza sustava dignuta na odgovarajuću potenciju koja pripada dotičnom brojnom mjestu, tj. općenito

$$N = a_n B^n + a_{n-1} B^{n-1} + a_{n-2} B^{n-2} + \dots + a_1 B^1 + a_0 B^0 + a_{-1} B^{-1} + a_{-2} B^{-2} + \dots + a_{-m} B^{-m}$$

U dekadnom sustavu baza $B=10$, a znamenke su 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 i 9. Totalni kapacitet dekadnog broja od n znamenaka je 10^n , a najveći broj koji se kod toga može prikazati je $10^n - 1$.

U binarnom sustavu baza je $B=2$, a znamenke su 0 i 1. Brojevi od nula do petnaest u binarnom i dekadnom sustavu prikazani su u tabl. 11. Totalni kapacitet binarnog broja od n znamenaka je 2^n , a najveći broj koji se pri tome može prikazati je $2^n - 1$.

Težina je cijelih mjesta u binarnom sustavu 1, 2, 4, 8 itd., a u dekadnom 1, 10, 100 itd.

Na jednakim principima grade se i drugi sustavi kao što su oktalni (baza je osam, znamenke od 0 do 7), ternarni (baza je tri, znamenke od 0 do 2) i heksadecimalni (baza je šesnaest, znamenke od nula do petnaest).

Sustavi čija je baza potencija od dva daju se jednostavno prikazati pomoću binarnog sustava. Tako se broj prikazan u oktalnom sustavu prikazuje pomoću binarnog tako da mu se svaka znamenka zamijeni odgovarajućom tri-bitnom kombinacijom (npr. dekadno 37 je oktalno 45, a binarno 100101, tj. 4 je zamijenjeno sa 100, a 5 sa 101).

Tablica 12
ZNAMENKE DEKADNOG
SUSTAVA U KODOVIMA
NBCD I XS-3

Kombinacija bitova	U kodu NBCD odgovara dekadskoj znamenki	U kodu XS-3 odgovara dekadskoj znamenki
0000	0	Zabranjene kombinacije
0001	1	
0010	2	
0011	3	
0100	4	
0101	5	
0110	6	
0111	7	
1000	8	
1001	9	
1010	Zabranjene kombinacije	0
1011		1
1100		2
1101		3
1110		4
1111		5
		6
		7
		8
		9

Ako se znamenke dekadnog sustava žele prikazati pomoću binarnih brojeva, odnosno kombinacija, treba uzeti četiri bita (sa tri bita postoji samo $2^3 = 8$ kombinacija, tj. brojevi od nula do sedam). Sa četiri bita postoji $2^4 = 16$ kombinacija, tj. prikazuju se brojevi od nula do petnaest. S obzirom na to da u dekadnom sustavu postoje samo znamenke od 0 do 9, treba 6 četverbitnih kombinacija odbaciti i proglasiti ih zabranjenima. Tako se dobivaju odgovarajući kodovi. Najprirodnije je da se uzme prvih deset kombinacija, koje i u binarnom sustavu predstavljaju brojeve 0 do 9. To je tzv. prirodni binarno-decimalni kod ili NBCD-kod (engl. natural binary coded decimal): NBCD-kod je »težinski« kod jer se svakom mjestu može pridati određena težina, tj. redom 1, 2, 4 i 8 (npr. 1001 je jedna osmica, nula četvorki, nula dvojki i jedna jedinica). Tzv. kod XS-3 dobije se odbacivanjem prvih i posljednjih triju kombinacija četverbitnog binarnog niza. Taj kod nije težinski. Kodovi NBCD i XS-3 prikazani su u tabl. 12. (V. također članak *Digitalna računala*, TE 3, str. 315.)

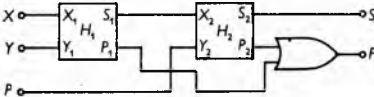
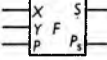
Osnovni sklopovi za zbrajanje sastavljeni su od kombinacionih logičkih sklopova.

Tablica 13
NEPOTPUNO ZBRAJALO

Logička shema	Simbol	Tablica stanja	Logički algebarski izraz																				
		<table border="1"> <thead> <tr> <th>X</th><th>Y</th><th>S</th><th>P</th></tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> </tbody> </table>	X	Y	S	P	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	$S = X\bar{Y} + \bar{X}Y$ $P = X \cdot Y$
X	Y	S	P																				
0	0	0	0																				
1	0	1	0																				
0	1	1	0																				
1	1	0	1																				

Nepotpuno zbrajalo (engl. half-adder) može zbrajati samo dvije binarne znamenke. Shema, simbol i svojstva dana su na tabl. 13. Sklop se može izvesti i upotrebom samo sklopova NI ili

Tablica 14
POTPUNO ZBRAJALO

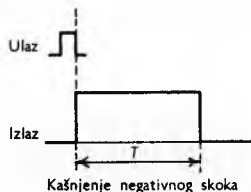
Logička shema	Simbol	Tablica stanja	Logički algebarski izraz																																													
		<table><tr><th>X</th><th>Y</th><th>P</th><th>S</th><th>P₂</th></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table>	X	Y	P	S	P ₂	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	$S = S_1 \bar{P} + \bar{S}_1 P$ gdje je $S_1 = X_1 \bar{Y}_1 + \bar{X}_1 Y_1$ $P_2 = P_1 + P_1$ gdje su $P_1 = X \cdot Y$ $P_2 = S_1 \cdot P$
X	Y	P	S	P ₂																																												
0	0	0	0	0																																												
0	0	1	1	0																																												
0	1	0	1	0																																												
1	0	0	1	0																																												
1	1	0	0	1																																												
0	1	1	0	1																																												
1	0	1	0	1																																												
1	1	1	1	1																																												

samo sklopova NILI. Sklop se naziva nepotpunim jer se ne može pribrojiti prijenos s nižeg na više brojno mjesto.

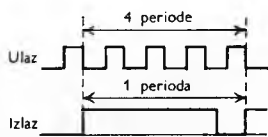
Potpuno zbrajalo. Pri zbrajanju dvaju višeznamenastih brojeva pojavljuje se i prijenos s nižeg brojnog mjesta na naredno više, pa treba zbrajati tri brojke. Potpuno zbrajalo ima i treći ulaz P, na koji se dovodi prijenos s nižeg brojnog mjesta. Može se načiniti od dva nepotpuna zbrajala (tabl. 14). Prema tome, potpuno zbrajalo zbraja tri binarne znamenke.

Primjena multivibratora u digitalnim sustavima. *Astabilni multivibrator* (v. str. 553) upotrebljava se u digitalnim sustavima kao izvor pravokutnih impulsa ritma (takt-impulsa).

Monostabilni multivibrator služi najčešće kao sklop za kašnjenje. Okidni impuls na ulazu izaziva promjenu stanja monostabila. Nakon određenog vremena (ovisno o trajanju kvazistabilnog stanja, v. str. 552) monostabil se vraća u prvotno stanje (sl. 319). Monostabil može poslužiti i kao djelitelj frekvencije



Sl. 319. Oblici napona na ulazu i izlazu monostabila upotrijebljenog za kašnjenje



Sl. 320. Oblici napona na ulazu i izlazu monostabila upotrijebljenog za dijeljenje frekvencije

(sl. 320). Nakon što ulazni impuls promijeni stanje monostabila, slijedeći impulsi na ulazu nemaju utjecaja. Kad se monostabil vrati u stabilno stanje, prvi ga slijedeći impuls prebaci u kvazistabilno stanje.

Bistabilni multivibrator daleko se najviše upotrebljava od svih tipova multivibratora u digitalnim sustavima. Osim za dijeljenje frekvencije (v. str. 552), služi kao osnovni sklop za gradnju brojila i posmačnih (engl. shift) registara i, općenito, kao element za pamćenje bitova. S obzirom na to da bistabil ima dva stabilna stanja, jednome se stanju pridaje značenje »1«, a drugome značenje »0«. Digitalni podatak koji se sastoji od n bitova moći će se »upisati« u n bistabila, tako da se svaki od njih postavi u odgovarajuće stanje (0 ili 1).

Tipovi bistabila. U digitalnoj se tehnici razlikuje, s obzirom na djelovanje ulaza, nekoliko tipova bistabila (tabl. 15). Kao i u logičkim sklopovima, tako se i za bistabile u shemama digitalnih uređaja primjenjuju simboli. Njihovom upotrebom izbjegava se mnogo puta ponavljano crtanje jedne te iste sheme bistabila, sheme digitalnih uređaja postaju preglednije i u njima se bolje uočuje funkcija složenih sklopova.

Bistabil se općenito predočuje pravokutnikom, često uz oznaku B u sredini. Izlazi se označuju slovima Q (»pravi izlaz«) i $\bar{Q}$ (»komplementarni izlaz«). Na izlazu Q napon može biti nizak ($U_{CE\text{ zas}}$) ako dotični tranzistor vodi, a kaže se da je bistabil u tom slučaju u stanju »0« (tj. $Q = 0$). Ako dotični tranzistor ne vodi, izlazni je napon blizu naponu napajanja U_{CC} . U tom je slučaju bistabil u stanju »1« (tj. $Q = 1$). Stanje izlaza Q uvijek je suprotno od stanja izlaza $\bar{Q}$.

Kod *SR-bistabila* postoji ulaz za postavljanje (engl. set) označen sa S, i ulaz za vraćanje u stanje »0« (engl. reset) označen sa R, a katkada se označuje i sa C (od engl. clear). Neodređena situacija (i nedozvoljena) nastupa ako istovremeno na ulaze dođu signali za postavljanje i vraćanje u nulu (tj. $S = 1$, i $R = 1$).

T-bistabil mijenja stanje kad god naiđe signal »1« na ulaz, bez obzira na to u kojem se stanju bistabil nalazi prije nailaska signala.

SRT-bistabil ima ulaze koje inače imaju SR- i T-bistabili. I ovdje može u nekim slučajevima doći do neodređenih stanja, koja se zbog toga izbjegavaju i nisu dozvoljena.

JK-bistabil po djelovanju ulaza odgovara SR-bistabilu, s time da je kod njega dozvoljeno dovodenje »jedinice« i na oba ulaza istovremeno. Tada JK-bistabil mijenja stanje bez obzira na to u kojem se stanju bistabil prethodno bio, kao što to inače čini T-bistabil.

Tablica 15
TIPOVI BISTABILA

	Simbol	Tablica stanja																																																		
SR — bistabil		<table><tr><td></td><td></td><td colspan="2">Izlaz Q Početno stanje</td></tr><tr><td>S</td><td>R</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td colspan="2">Neodređeno</td></tr></table>			Izlaz Q Početno stanje		S	R	0	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	Neodređeno																											
		Izlaz Q Početno stanje																																																		
S	R	0	1																																																	
0	0	0	1																																																	
1	0	1	1																																																	
0	1	0	0																																																	
1	1	Neodređeno																																																		
T — bistabil		<table><tr><td></td><td colspan="2">Izlaz Q Početno stanje</td></tr><tr><td>T</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>		Izlaz Q Početno stanje		T	0	1	0	0	1	1	1	0																																						
	Izlaz Q Početno stanje																																																			
T	0	1																																																		
0	0	1																																																		
1	1	0																																																		
SRT — bistabil		<table><tr><td></td><td></td><td></td><td colspan="2">Izlaz Q Početno stanje</td></tr><tr><td>S</td><td>R</td><td>T</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td><td colspan="2">Neodređeno</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>Neod</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td><td>Neod</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td colspan="2">Neodređeno</td></tr></table>				Izlaz Q Početno stanje		S	R	T	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	Neodređeno		1	0	1	1	Neod	0	1	1	Neod	0	1	1	1	Neodređeno	
			Izlaz Q Početno stanje																																																	
S	R	T	0	1																																																
0	0	0	0	1																																																
1	0	0	1	1																																																
0	1	0	0	0																																																
0	0	1	1	0																																																
1	1	0	Neodređeno																																																	
1	0	1	1	Neod																																																
0	1	1	Neod	0																																																
1	1	1	Neodređeno																																																	
JK — bistabil		<table><tr><td></td><td></td><td colspan="2">Početno stanje</td></tr><tr><td>J</td><td>K</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>			Početno stanje		J	K	0	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0																										
		Početno stanje																																																		
J	K	0	1																																																	
0	0	0	1																																																	
1	0	1	1																																																	
0	1	0	0																																																	
1	1	1	0																																																	
D — bistabil		<table><tr><td></td><td colspan="2">Početno stanje u n-tom koraku</td></tr><tr><td>D</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table> Stanje izlaza u(n+1). koraku		Početno stanje u n-tom koraku		D	0	1	0	0	0	1	1	1																																						
	Početno stanje u n-tom koraku																																																			
D	0	1																																																		
0	0	0																																																		
1	1	1																																																		

D-bistabil ima svojstvo kašnjenja, s time da se podatak koji je doveden na ulaz u n -tom koraku pojavljuje na izlazu tek u $(n+1)$ -vom koraku.

Skupine integriranih logičkih sklopova. Digitalni uređaji grade se od logičkih i digitalnih sklopova. Pri tome uređaj ima obično samo nekoliko tipova sklopova, ali se svaki tip sklopa upotrebljava u velikim količinama.

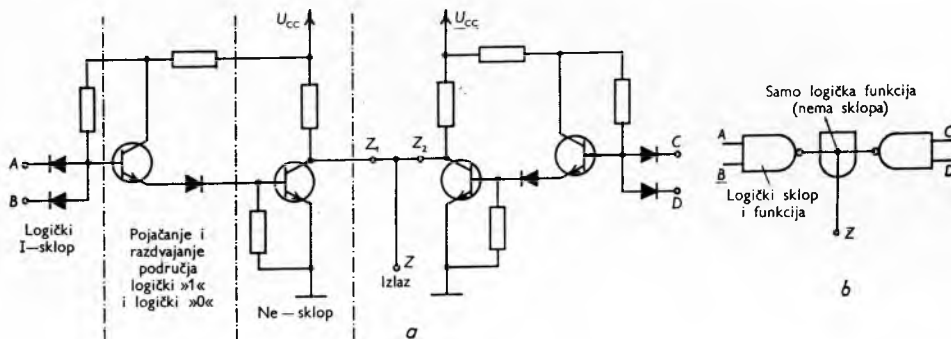
Dok se još nisu izrađivali integrirani sklopovi, proizvođači su projektirali i standardizirali osnovne sklopove digitalnih uređaja sastavljene od pojedinačnih elemenata. Takvi sklopovi bili su prilagođeni za međusobna spajanja i činili su skupinu — familiju.

Kad su se počeli primjenjivati integrirani sklopovi, prva faza projektiranja sastojala se opet u tome da se formiraju skupine logičkih i digitalnih sklopova. Kasnije se prešlo na to da se složeni

sklopovi, sistemi, pa i uređaji integriraju i stavljaju u jedno kućište [MSI—Medium Scale Integration (integracija srednjeg stupnja) i LSI—Large Scale Integration (integracija velikog stupnja)].

Sklopovi različitih skupina po pravilu se ne mogu jedni s drugima direktno spajati. U tu svrhu treba načiniti međusklop.

Svojstva pojedinih skupina integriranih logičkih sklopova dana su u tabl. 16. Treba napomenuti da se tehnologija stalno usavršava i da se svojstva sklopova također poboljšavaju, pa se dani podaci mogu s vremenom promijeniti. U svim skupinama postoji po pravilu samo jedan osnovni tip logičkog sklopa.



Sl. 321. Spajanje izlaza NI-sklopova u jedan zajednički izlaz (a) i logička shema dobivenog sklopa (b)

Skupina integriranih otporno-tranzistorskih logičkih sklopova (RTL) najstarija je skupina i sve se manje primjenjuje.

Tablica 16
SVOJSTVA POJEDINIH SKUPINA INTEGRIRANIH LOGIČKIH SKLOPOVA

Skupina integriranih sklopova	Osnovni logički sklop u skupini	Napon napajanja V	Faktor razgranjivanja osnovnog sklopa	Disipacija snage osnovnog sklopa mW	Tipično vrijeme kašnjenja ns	Tipična frekvencija prebacivanja bistabila MHz	Dozvoljeni iznos smetnji (približno) V
Otporno-tranzistorska RTL (Resistor Transistor Logic)		3,6	4	10	20	10	0,5
Diodno-tranzistorska DTL (Diode Transistor Logic)		5 (najviše 8)	8	8,5	20...30	10	1
Tranzistorska TTL (Transistor Transistor Logic)		5 (najviše 8)	10	11	10	30	1
S visokim logičkim razinama HTL (High Threshold Logic)		15	10	30	100	3	6
S emitterski vezanim sklopovima ECL (Emitter Coupled Logic)		5,2	Istosmjerni 25 dinamički (radi brzine) 15	40	5 (najbrži i do 1)	120 (najbrži i do 800)	0,5
S MOSFET tranzistorima		10	10	7,5	100	2	0,5

Skupina *diodno-tranzistorskih* logičkih sklopova (DTL) kompatibilna je sa skupinom tranzistorskih integriranih logičkih sklopova (TTL), tj. sklopovi iz ovih skupina smiju se jedan s drugim spajati, vodeći računa o mogućnosti opterećenja.

Kod DTL-NI-sklopova dozvoljava se međusobno spajanje izlaza čime se dodatno ostvaruje I-funkcija (sl. 321). Svaki NI-sklop za sebe obavlja funkciju $Z_1 = \overline{A \cdot B}$ i $Z_2 = \overline{C \cdot D}$. Izlaz Z dobiven jednostavnim spajanjem Z_1 i Z_2 daje funkciju

$$Z = Z_1 \cdot Z_2 = \overline{A \cdot B} \cdot \overline{C \cdot D} = \overline{AB + CD}$$

prema teoremu De Morgana. Ako je jedan od tranzistora u zasićenju, izlaz je u »0«. Samo ako su oba izlaza u stanju »1« (tj. oba tranzistora ne vode) bit će $Z = 1$.

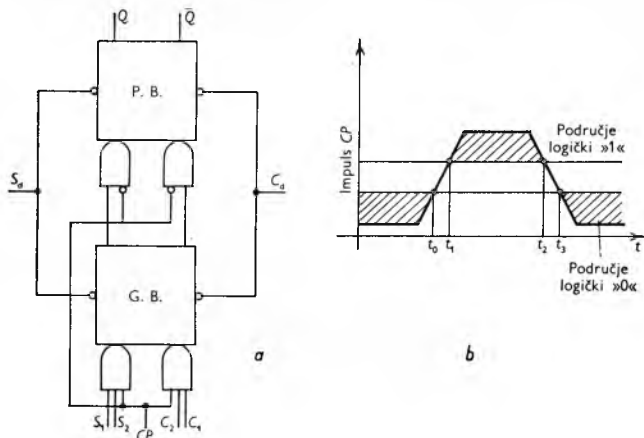
Tranzistorski logički sklopovi (TTL). Kod TTL-NI-sklopova ulazni I-sklop ostvaren je višeemitskim tranzistorom. Zato su veće i reverzne struje. Snažniji izlazni stupanj ne dozvoljava međusobno spajanje izlaza kao kod sklopova DTL-skupine. TTL-sklopovi su najbrži sklopovi kod kojih tranzistori još idu u zasićenje.

Logički integrirani sklopovi koji rade s većim naponima [HTL — high threshold logic (logika visokog praga)] koriste se u slučaju opasnosti od smetnji (industrijski pogoni, rasklopni uređaji, motori itd.).

Emiserski vezani logički sklopovi (ECL) najbrži su logički sklopovi. Kod ulaznog sklopa koji obavlja funkciju NILI odnosno ILI tranzistori ne idu u zasićenje, što se postiže ispunjenjem uvjeta $U_{EE}/R_E < U_{CC}/R_C$. Izlazni napon uzima se preko emiserskih sljedila.

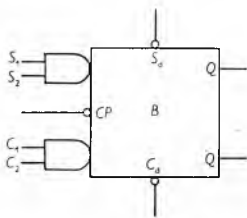
Integrirani sklopovi s MOSFET-ima upotrebljavaju se sve više jer su jednostavni. Broj potrebnih elemenata i dimenzije elemenata su mali. MOSFET-i naročito se upotrebljavaju za integrirane posmaćne registre.

Dvostruki bistabil. Dvostruki se bistabil sastoji od dva bistabila, glavnog G. B. i pomoćnog P. B. (engl. master i slave),



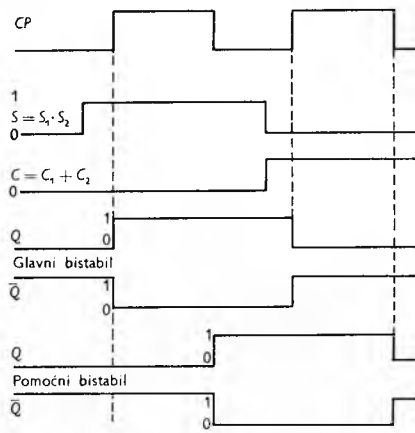
Sl. 322. Dvostruki bistabil. a Logička shema, b djelovanje impulsa na ulazu CP

a često se susreće baš u skupinama integriranih logičkih sklopova. Iz blok-scheme (sl. 322 a) vidi se struktura, a u sl. 322 b djelovanje. Obično postoje ulazi S_a i C_a preko kojih se bistabil može direktno postaviti u stanje »1« ili »0«. Kružići (NE-funkcija) pokazuju da se na ovim ulazima postavljanje vrši logičkom nulom. Ti se ulazi nazivaju još asinhronima. Sinhrono prebacivanje bistabila vrši se impulsom na ulazu »CP«, s time da će stanje bistabila nakon impulsa »CP« ovisiti o stanju ulaza S_1, S_2, C_1 i C_2 . Npr. bistabil bit će postavljen u stanje »1« ako je $S_1 \cdot S_2 = 1$, a $C_1 \cdot C_2 = 0$. To je SR-bistabil. Taj bistabil može raditi i kao JK-bistabil ako se S_1 spoji sa $\overline{Q}$, a C_1 sa Q . Tada ulaz S_2 predstavlja ulaz J, a ulaz C_2 ulaz K. Spajanjem ulaza J i K dobije se T-bistabil. Djelovanje svih ulaza uz različita spajanja i sve moguće kombinacije proizvođač daje u podacima za sklop tablicom stanja. U logičkim shemama dvo-



Sl. 323. Dvostruki bistabil prikazuje se u logičkim shemama najčešće kao jedan bistabil

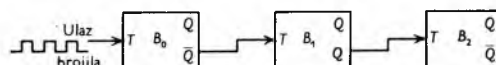
struki bistabil prikazuje se simbolički kao da se radi o jednom bistabilu (sl. 323). Funkcionalno gledano dvostruki bistabil razlikuje se po djelovanju od jednostavnog bistabila po tome što se podatak upisuje kod prednjeg brida impulsa u glavni bistabil (v. sl. 322 b), ali se na izlazu (tj. u pomoćnom bistabilu) pojavljuje tek na završetku impulsa. Time je ostvareno kašnjenje između ulaza i izlaza, što je vrlo važno u nekim primjenama (npr. u posmaćnim registrima). Dvostruki bistabil može primiti novi podatak (u glavni bistabil), ali dok ne završi impuls CP, još uvijek daje na izlazu stari podatak (sl. 324). Kašnjenje će ovisiti o širini impulsa CP.



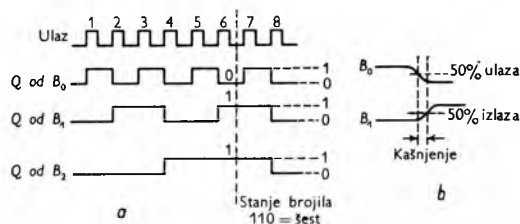
Sl. 324. Naponi na karakterističnim točkama dvostrukog bistabila

Brojila u impulsnoj i digitalnoj elektronici broje impulse, odnosno dijele frekvenciju. Osnovni sklopovi iz kojih se grade brojila su bistabili. Brojila se mogu podijeliti na asinhrona i sinhrona.

Asinhrona brojila. Kod asinhronog binarnog brojila (sl. 325) impulsi se dovode na T-ulaz bistabila B_0 , a T-ulazi slijedećih bistabila spojeni su na izlaze Q prethodnih bistabila. Svaka promjena stanja iz »0« u »1« djeluje na slijedeći bistabil. Stanja na Q-izlazima pojedinih bistabila (sl. 326) ne mijenjaju se istovremeno. Stoga se takva brojila nazivaju asinhronima. Stanja bistabila prikazuju binarni broj koji odgovara broju impulsa prispjelih do trenutka promatranja, ako je brojilo na početku krenulo od stanja nula. Binarno brojilo broji općenito do 2^n , gdje je n broj bistabila vezanih u niz. Najveći broj koji može biti zapisan u brojilu je $2^n - 1$.



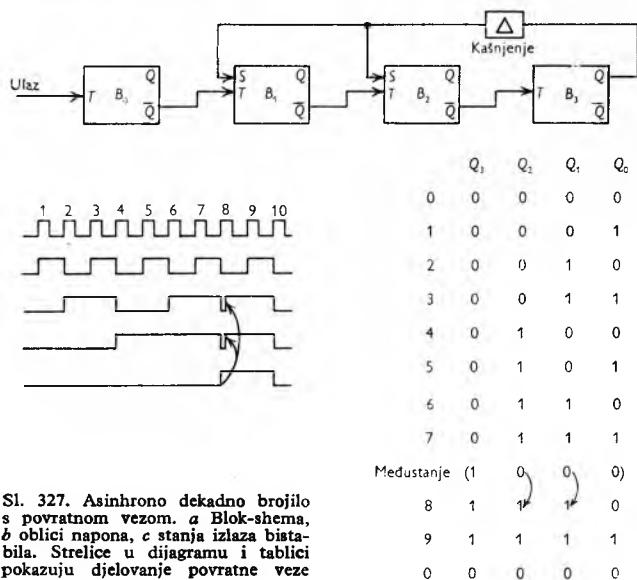
Sl. 325. Asinhrono binarno brojilo



Sl. 326. Oblici napona za asinhrono brojilo. a Idealizirano, b stvarni detalji

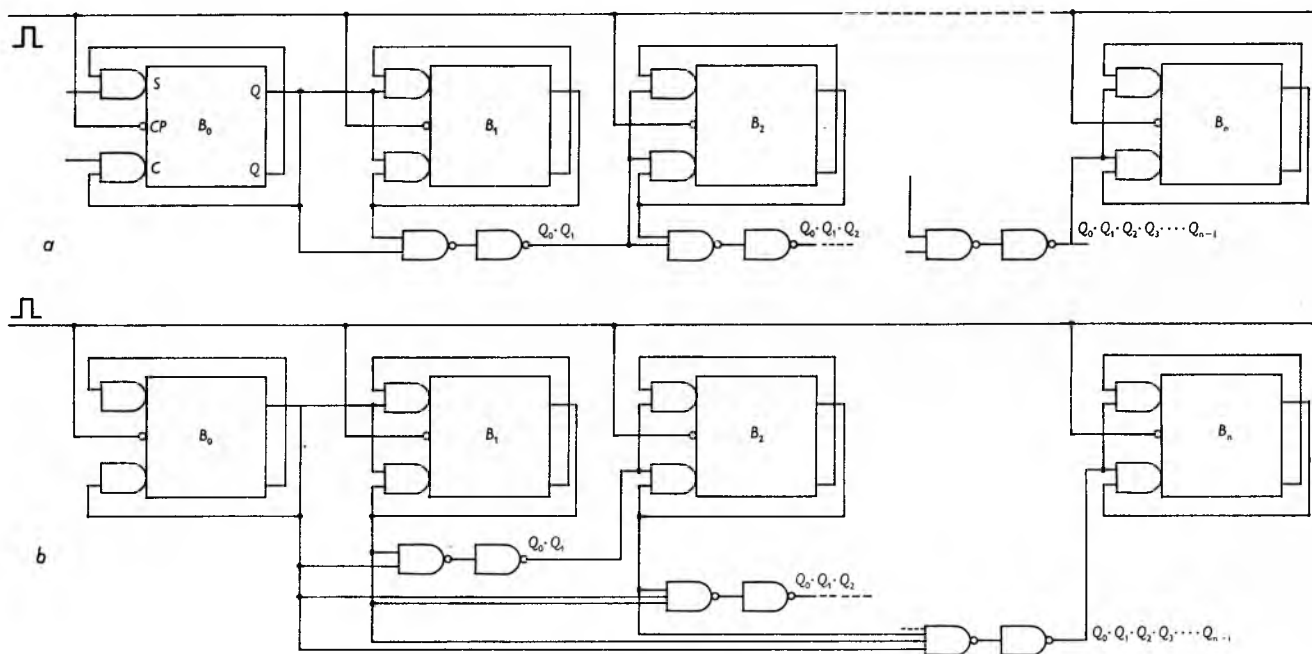
Brojila s povratnim vezama. Ako se želi da asinhrono brojilo broji od nekog broja koji se ne može prikazati kao potencija od 2, mogu se upotrijebiti povratne veze. Pomoću njih se onda preskaču neka stanja binarnog brojila. Dekadno brojilo, koje broji do deset, može se npr. dobiti tako da se povratna veza povuče sa posljednjeg na prethodna dva bistabila (sl. 327). Kad bistabil B_3 ide u stanje »1«, preko povratnih veza bistabili B_1 i B_2 postavljaju se u stanje »1«. Tako se preskače šest stanja što bi ih inače popimalo binarno brojilo koje je sastavljeno od četiri bistabila i nema povratnih veza.

Nakon deset impulsa brojilo se opet nalazi u početnom stanju. Ako se svakom bistabilu pokuša dati odgovarajuća »težina«, proizlazi da ovo brojilo broji u kodu »1242«.

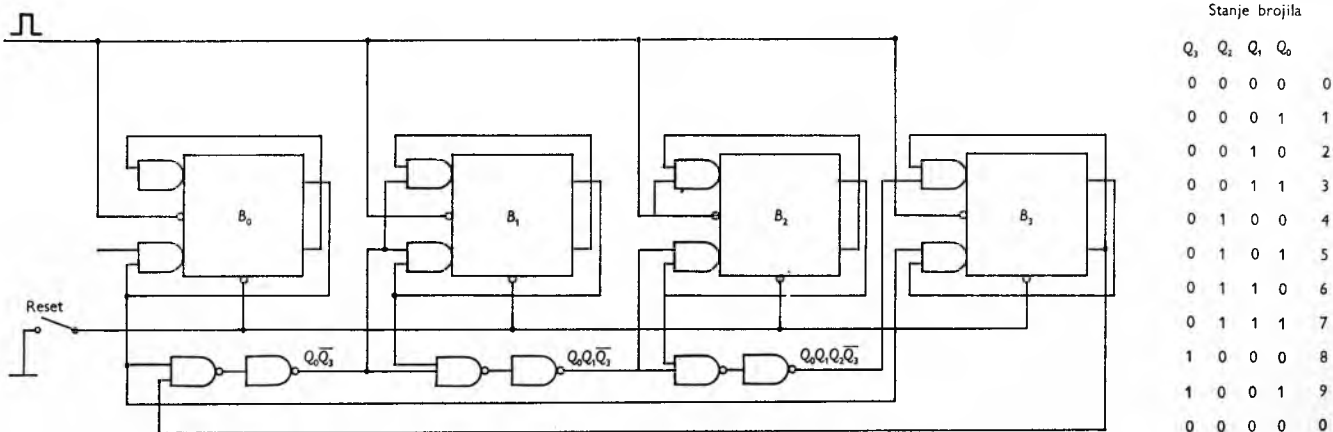


Sl. 327. Asinhrono dekadno brojilo s povratnom vezom. a) Blok-shema, b) oblici napona, c) stanja izlaza bistabila. Strelice u dijagramu i tablici pokazuju djelovanje povratne veze

Sinhrona brojila. Kod sinhronih brojila impulsi koji se broje djeluju istovremeno na sve bistabile brojila. Tako dolazi do istovremenog prebacivanja svih bistabila koji treba da promijene stanje. Da li će neki bistabil brojila promijeniti stanje ovisi o stanjima prethodnih bistabila, o čemu on dobiva podatak preko logičkih sklopova za »prijenos«. U primjerima na sl. 328 a i b dana su sinhrona binarna brojila izvedena s dvostrukim bistabilima i logičkim NI-sklopovima. Takvi sklopovi postoje u skupinama DTL i TTL integriranih sklopova. Prijenos može biti serijski (sl. 328 a) ili paralelan (sl. 328 b). Kod serijskog prijenosa zbraja se kašnjenja logičkih sklopova i posljednji bistabil dobiva prijenos znatno kasnije; kod paralelnog prijenosa svi bistabili dobivaju prijenos istovremeno, ali se traže logički sklopovi sa sve većim brojem ulaza. Kod binarnih brojila svaki bistabil u nizu mijenja stanje tek kad se svi prethodni bistabili postave u stanje »1« i na ulaz naiđe prvi slijedeći impuls. Ako treba npr. da brojilo broji do 10, trebat će uzeti četiri bistabila i projektirati prikladnu logiku za prijenos. Brojilo na sl. 329 broji do deset i to u kodu 1248, uz serijski prijenos. Npr. ako je brojilo u stanju 3, tj. $Q_0 = 1$, $Q_1 = 1$, $Q_2 = 0$ i $Q_3 = 0$, bistabil B_2 dobiva preko linije za prijenos $Q_0 \cdot Q_1 \cdot \overline{Q_2} = 1 \cdot 1 \cdot \overline{0} = 1 \cdot 1 \cdot 1 = 1$, pa će nailaskom slijedećeg impulsa promijeniti stanje. To će se dogoditi i s bistabilima B_0 (koji uvijek mijenja stanje kada naiđe impuls na ulaz) i B_1 koji mijenja stanje jer je $Q_0 \cdot \overline{Q_1} = 1$. Tako će brojilo doći u stanje 4, tj. $Q_0 = 0$, $Q_1 = 0$, $Q_2 = 1$ i $Q_3 = 0$.



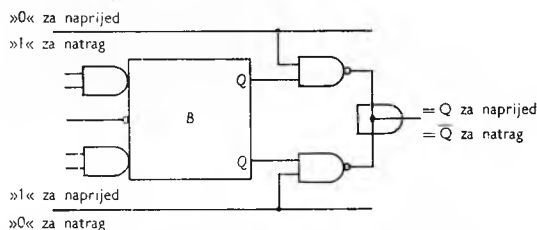
Sl. 328. Sinhrono binarno brojilo s prijenosom: a) sa serijskim prijenosom, b) s paralelnim prijenosom



Sl. 329. Sinhrono dekadno brojilo u kodu 1248 sa serijskim prijenosom

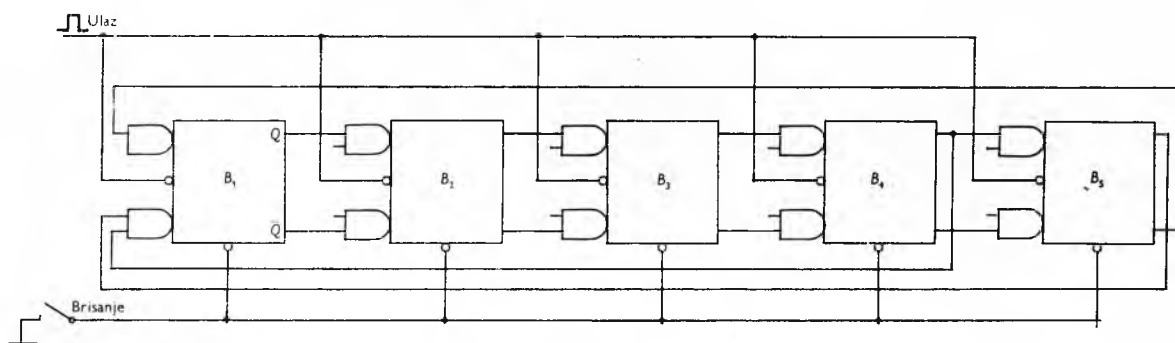
Brojanje natrag. Umjesto da brojilo nailaskom impulsa povećava sadržaj, tj. da iz stanja 0 ide u 1, pa 2, itd., može se načiniti da brojilo broji natrag, tj. da nakon nule dolazi maksimalni broj $2^n - 1$ (ako se radi o binarnom brojilu), zatim $2^n - 2$, pa $2^n - 3$ itd. sve do nule. To se postiže jednostavno tako da se podatak za slijedeće bistabile uzima, umjesto sa izlaza Q, sa $\bar{Q}$ -izlaza prethodnih bistabila.

Reverzibilna brojila. Ako se pomoću logičkih sklopova omogućiti alternativno uzimanje podataka s izlaza Q ili sa $\bar{Q}$ -izlaza prethodnih bistabila, dobije se brojilo koje može brojati po želji naprijed ili natrag (sl. 330).

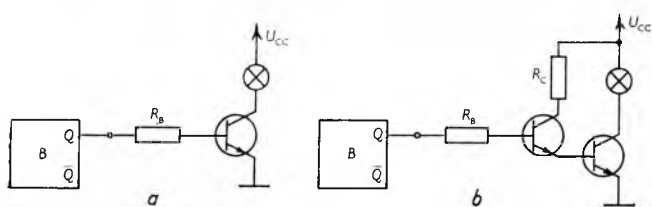


Sl. 330. Princip gradnje reverzibilnog brojila

Dekadno brojilo s ukrštenim prstenom. Prednost je ovog brojila (sl. 331) da pri nailasku ulaznog impulsa uvijek mijenja stanje samo jedan bistabil, pa je maksimalna brzina brojanja određena brzinom prebacivanja jednog bistabila. Brojilo je sinhrono. Kôd u kojem



Sl. 331. Dekadno brojilo s ukrštenim prstenom; logička shema



Sl. 332. Indikacija stanja bistabila: a jednostavnim tranzistorskom sklopom, b tranzistorskom sklopom koja manje opterećuje bistabil

radi nije težinski. Bistabila ima pet, što je za jedan više nego u prije prikazanim dekadnim brojilima. Kako se njima ostvaruju dekadne znamenke pokazuje tabl. 17.

Indikacija stanja brojila. Unutar digitalnog sustava impulsi iz brojila, odnosno stanje brojila, uzima se sa izlaza bistabila. Ako brojilo treba da da podatke o stanju vizuelno, mora se odabrati način indikacije.

Najjednostavniji način indikacije stanja jest pomoću tranzistorskih sklopki sa žaruljicom u kolektorskom krugu. Takve sklopke priključuju se na izlaze bistabila (sl. 332 a) i pokazuju stanja svakog pojedinog bistabila. Kad je na izlazu bistabila »1« (postoji napon), teći će struja baze, tranzistor

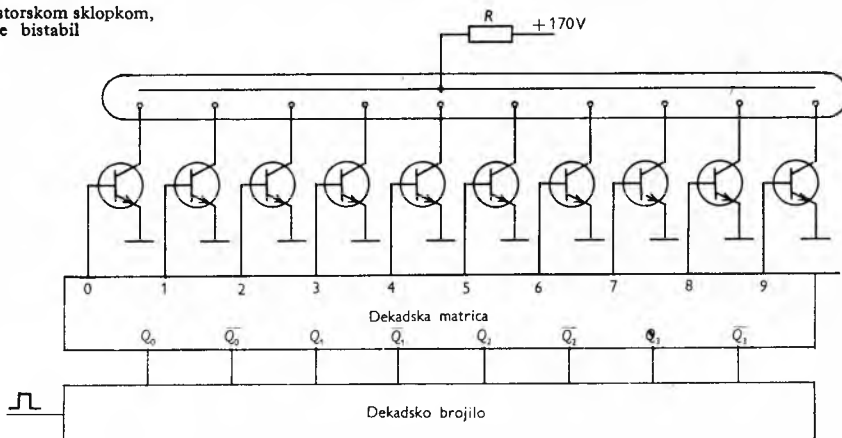
će voditi i žaruljica će svijetliti. Ako bistabil ne može dati dovoljnu pobudu, ili jednostavna tranzistorska sklopka previše opterećuje bistabil, mogu se upotrijebiti dva tranzistora, tako da sklop treba manju pobudu (sl. 332 b). Kad je bistabil u stanju »0«, ne teče struja baze, nema kolektorske struje i žaruljica ne svijetli. Na temelju indikacije stanja svakog pojedinog bistabila može se zaključiti u kojem je stanju brojilo. Npr. ako je binarno brojilo krenulo od nule (sve žaruljice ugašene) a stalo je tako da svijetle samo žaruljice kod bistabila B_0 i B_3 , znači da je brojilo odbrojalo 9 impulsa.

U dekadnim brojilima primjenjuju se za indikaciju indikatori sa svijetlećim znamenkama od 0 do 9, kao što su Nixie-cijev i tzv. segmentni indikatori.

Tablica 17
ZNAMENKE DEKADNOG SUSTAVA OSTVARENE DEKADNIM BROJILOM S UKRŠTENIM PRSTENOM

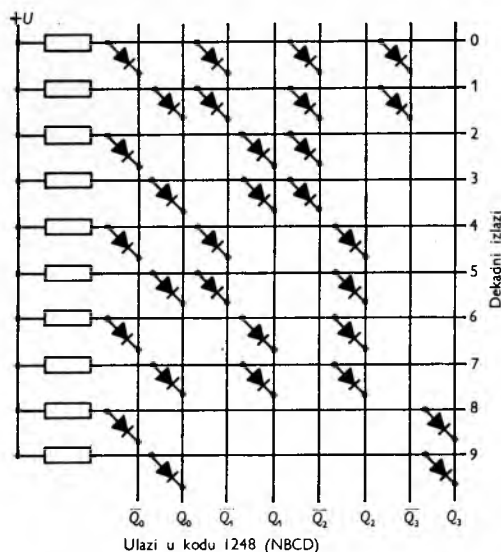
Dekadsku znamenku	Stanje bistabila				
	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0
3	1	1	1	0	0
4	1	1	1	1	0
5	1	1	1	1	1
6	0	1	1	1	1
7	0	0	1	1	1
8	0	0	0	1	1
9	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0

Nixie-cijev je plinom punjena cijev koja ima jednu anodu i deset katoda načinjenih u obliku znamenki 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 i 9 (v. *Elektronički sastavni dijelovi*, str. 470). Ovisno o stanju brojila uključuje se preko tranzistorske sklopke odgovarajuća znamenka. Tranzistor dobiva pobudu iz dekoderske matrice čija je zadaća da da signal samo na jednom izlazu koji odgovara stanju brojila. Matrica dobiva signal s izlaza bistabila u brojilu (sl. 333). Matrica se izvodi s pomoću dioda (sl. 334) ili općenito



Sl. 333. Indikacija stanja dekadnog brojila pomoću Nixie-cijevi

s pomoću logičkih sklopova. Prikazana matrica sastoji se u stvari od diodnih I-sklopova. Ako je brojilo npr. u stanju 0, bit će ulazi $\overline{Q_0}$, $\overline{Q_1}$, $\overline{Q_2}$ i $\overline{Q_3}$ u stanju 1, pripadne diode ne vode i na izlazu 0 ne pojavljuje se napon (logička jedinica).

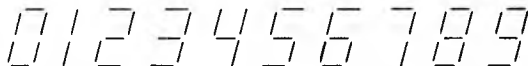


Sl. 334. Dekoderska matrica za pretvorbu ulaznog podatka danog u kodu 1248 (NBCD) u odgovarajuću dekadnu znamenku

Segmentni indikator je žaruljica u kojoj ima sedam niti iz kojih se sastoje znamenke (sl. 335). Može se realizirati i prozima iza kojih svijetle žaruljice. Na sl. 336 prikazane su znamenke sastavljene od segmenata. Matrica u slučaju upotrebe segmentnih indikatora nešto je složenija jer za svako stanje brojila treba da postoji signal na dva ili više određenih izlaza (kod osmice na svim izla-



Sl. 335. Segmentni indikator



Sl. 336. Znamenke segmentnog indikatora

zima). Prednost je segmentnih indikatora da rade na niskim naponima kao i integrirani sklopovi od kojih se grade brojila.

U novije vrijeme sve se više upotrebljavaju indikatori načinjeni od malih poluvodičkih dioda koje pri pobudi emitiraju svjetlo (engl. light emitting diodes — LED).

Integrirana brojila. Brojila se mogu graditi od integriranih logičkih sklopova i bistabila. Mogu se proizvesti i kompletno integrirana brojila, smještena u jedno kućište. Također se izrađuju integrirane dekoderske matrice i pobudni sklopovi za Nixie-cijevi i segmentne indikatore.

Primjene brojila. Osnovne primjene brojila su direktno brojanje impulsa i dijeljenje frekvencije.

Ako se želi da brojilo odbrojava do nekog određenog nepromjenljivog broja, treba uzeti pogodno binarno brojilo: ili asinhrono brojilo s povratnim vezama ili, pak, sinhrono brojilo s prijenosom. Ako se želi da se broj do kojeg brojilo odbrojava može mijenjati, treba načiniti brojilo do maksimalnog potrebnog broja, a do manjih brojeva odbrojava se tako da se brojilo postavi prije početka brojanja na komplement. Npr. ako brojilo s kapacitetom 1000 treba odbrojati 659, ono se postavi u stanje $1000 - 659 = 341$, tako da do stanja nula dolazi nakon 659 primljenih impulsa. Za odbrojanje u određenom vremenskom intervalu treba da postoji sat koji će uključiti i isključiti pristup impulsa u brojilo. Za mjerenje vremenskog intervala za zadani broj impulsa, brojilo treba nakon starta i odbrojanja impulsa da zaustavi sat.

Brojilo, kao sklop s određenim brojem različitih stanja, može poslužiti za programsko upravljanje. Pri tome se na temelju dekodiranja svakog stanja upravlja određenim izvršnim članovima ili drugim sklopovima.

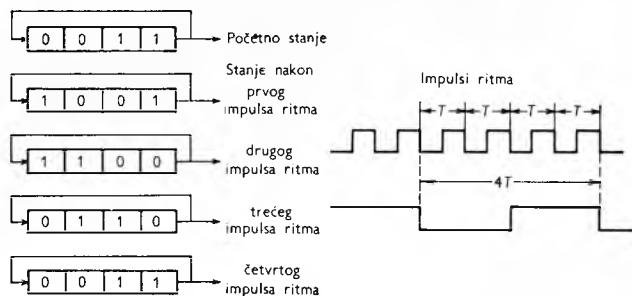
Brzina rada brojila. Maksimalnu brzinu rada brojila (tj. dozvoljenu frekvenciju impulsa na ulazu) ograničuju: maksimalna frekvencija bistabila, kašnjenje u povratnoj vezi (kod asinhronih brojila s povratnom vezom) i kašnjenje u prijenosu (kod sinhronih brojila).

Posmačni ili shift-registri (prema engl. shift, pomak) privremene su memorije u kojima se digitalni podatak nalazi samo za vrijeme dok se s njim obavlja neka operacija. Osnovni element posmačnog registra je sklop sa dva stabilna stanja, tj. bistabilni multivibrator ili magnetska feritna jezgrica. Njihov je zadatak da upamte po jedan bit digitalnog podatka. Upis i uzimanje podataka iz registra vrši se preko ulaza, odnosno izlaza, koji mogu biti paralelni ili serijski. Preko paralelnih ulaza svi bitovi podatka upisuju se istovremeno u sve bistabile registra. Preko serijskog ulaza podatak se upisuje bit po bit, s time da se, prilikom upisa u prvi bistabil, već upisani bitovi svi pomiču za jedno mjesto (sl. 337). Tu se vidi i karakteristično svojstvo posmačnog registra: mogućnost posmaka, pomicanja podatka. Preko paralelnih izlaza registra svi bitovi podatka uzimaju se istovremeno. Preko serijskog izlaza registra podatak se dobiva bit po bit u ritmu impulsa za posmak. Na upražnjena mjesta (bistabile) mogu doći bitovi novog podatka ili se upisuju automatski nule.



Sl. 337. Djelovanje posmačnog registra. Upis podatka 1011

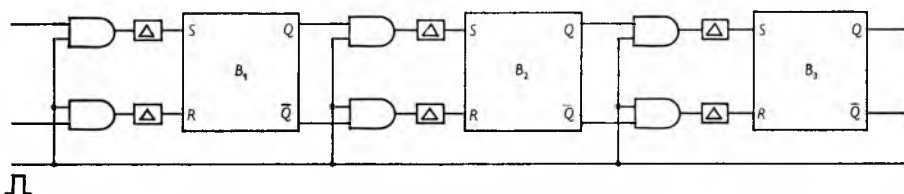
Ako se izlaz posmačnog registra veže s vlastitim ulazom, podatak zapisan u registru kruži (sl. 338). Takav spoj registra naziva se i prstenasto brojilo, jer može poslužiti kao brojilo,



Sl. 338. Posmačni registar spojen u prsten, kruženje podatka. a) Djelovanje, b) oblici napona

odnosno kao djelitelj frekvencije, što se vidi ako se usporede impulsi ritma i izlazni napon za primjer na slici 338 (odnos frekvencija je 4 : 1).

Posmačni registar s bistabilima (sl. 339). Kad naiđe impuls za posmak, stanja izlaza Q i $\overline{Q}$ pojavljuju se na izlazima pripadnih I-sklopova. Nakon kašnjenja Δ postavlja se slijedeći bistabil u stanje u kojem je prije nailaska impulsa za posmak bio prethodni. Kašnjenje Δ potrebno je jer bi inače uzimanje podatka i upis novog podatka u svaki bistabil nastupalo istovremeno, što ne bi moglo ispravno funkcionirati.



Sl. 339. Blok-shema posmačnog registra

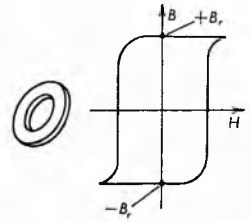
Tablica 18
SLOVČANI SIMBOLI I OZNAKE KOJI SE U ČLANKU ČEŠĆE PONAVLJAJU

Slovčani simbol	Značenje	Slovčani simbol	Značenje	Slovčani simbol	Značenje
A	pojačanje; prijenosni faktor; po-vršina	iz	(indeks) izlazni	t_p	vrijeme trajanja impulsa
a	omjer atenuacije (dijeljenja)	K	faktor kompenzacije (za serijsku kompenzaciju)	t_r	vrijeme porasta
A_c	pojačanje istofaznog signala u diferencijalnim pojačalima	k	faktor veze (za uskladena pojačala)	t_s	vrijeme zadržavanja
A_d	pojačanje protufaznog signala u diferencijalnim pojačalima	k_{kr}	kritički faktor veze	$U_{AB} U_{GB}$	istosmjerni napon (v. tabl. 19), maksimalna amplituda napona
A_i	pojačanje struje, strujno pojačanje	L	induktivnost		naponi napajanja u sklopu s elektronom u anodnom (AB) i rešetkinom krugu (GB)
$A_{i sr}$	strujno pojačanje na srednjim frekvencijama	M	međuinđuktivnost; broj stupnjeva u kaskadi	$U_{BB} U_{CC} U_{EE}$	naponi napajanja u tranzistor-skom sklopu u krugu baze (BB), kolektora (CC), emitera (EE)
$A. O.$	amplitudno osiguranje	m	faktor kompenzacije (za paralelnu kompenzaciju)		naponi napajanja u sklopu s unipolarnim tranzistorom u krugu odvoda (DD), upravljačke elektrode, zasuna (GG) i uvida (SS)
A_{ref}	referentno pojačanje	max	(indeks) maksimalni	$U_{GG} U_{DD} U_{SS}$	naponi napajanja u sklopu s unipolarnim tranzistorom u krugu odvoda (DD), upravljačke elektrode, zasuna (GG) i uvida (SS)
A_t, A_T	transferno pojačanje ($= u_{iz}/u_{ul}$)	N	broj (tranzistora)		napon na sekundaru transformatora (npr. u ispravljačkom sklopu)
A_v	pojačanje napona, naponsko pojačanje	n	broj stupnjeva pojačala, broj namota transformatora, broj kora	U_s	napon na sekundaru transformatora (npr. u ispravljačkom sklopu)
$A_{v sr}$	naponsko pojačanje na srednjim frekvencijama	n_1, n_2	broj zavoja pojedinih namota transformatora	$U_{se} U_{s1}$	naponi smetnji
A_o	referentno pojačanje	P	snaga	u	trenutna vrijednost izmjeničnog napona (v. tabl. 19)
B	širina pojasa (pojačala); magnetna indukcija	p	kompleksna frekvencija	u_s	napon izvora
B_r	remanencija	Q	faktor dobrote	u_p	napon trošila
BU_{CBO}	probojni napon između kolektora i baze uz otvoren emiter	Q	oznaka ulaza ili izlaza u nekim shemama (npr. multivibratora)	ul	(indeks) ulazni
BU_{EBO}	probojni napon između emitera i baze uz otvoren kolektor	R	električni otpor, otpornost	V, V_1, V_2	oznaka za elektronke u shemama reaktancija; normirani rasklad
BU_{CEO}	probojni napon između kolektora i emitera uz otvorenu bazu	R_A, R_K, R_G	otpori otpornika u sklopu elektroni u krugu anode (A), katode (K) i rešetke (G)	X	oznaka ulaza u nekim shemama (npr. digitalnih zbrajala)
C	kapacitivnost	R_B, R_C, R_E	otpori otpornika u sklopu tranzistora u krugu baze (B), kolektora (C) i emitera (E)	Y	admitancija
C_E	kapacitivnost kondenzatora za premoštenje emitterskog otpornika	R_D, R_G, R_S	otpori otpornika u sklopu unipolarnog tranzistora u krugu odvoda (D), zasuna (G) i uvida (S)	Y	oznaka ulaza u nekim shemama (npr. digitalnih zbrajala)
$C_E \gg$	vrlo velika kapacitivnost kondenzatora za premoštenje emitterskog otpornika	Re	realni dio kompleksne funkcije	Y_M	Millerova admitancija
C_K	kapacitivnost kondenzatora za premoštenje katodnog otpornika	R_t	otpor petlje za povratnu vezu	Y_s	pasivna admitancija
C_M	Millerova kapacitivnost	R_g	unutarnji otpor izvora	Z	impedancija
C_v	vezna kapacitivnost	R_L	otpor petlje za povratnu vezu	Z_p	impedancija trošila
$C_v \gg$	vrlo velika vezna kapacitivnost	R_p	otpor tereta	α	faktor istosmjernog strujnog pojačanja tranzistora u spoju zajedničke baze ($\equiv h_{FB}$)
C_T	totalna kapacitivnost	R_T	otpor tereta	β	faktor istosmjernog strujnog pojačanja ($\equiv h_{FE}$); grana povratne veze
e_s	greška nagiba (za pilasti napon)	r	dinamički otpor	βA	pojačanje u petlji povratne veze frekvencija
F	funkcija prijenosa, prijenosna funkcija	$r_{bb'}$	otpor između izvoda i spojišta baze	γ	relativna širina pojasa ($\delta = B/f_s$)
F_p	faktor potiskivanja (za diferencijalno pojačalo)	r_{be}	otpor baza-emiter	δ	razlika (diferencija)
F_s	faktor stabilizacije (za stabilizatore napona)	r_d	dinamički otpor pri propusnoj polarizaciji	Δ	dielektričnost
f	frekvencija	r_u	unutarnji otpor	s	korisnost, stupanj djelovanja
f_d	donja granična frekvencija	r_z	dinamički (unutarnji) otpor Zenerove diode u području stabilizacije	η	temperatura u °C
f_g	gornja granična frekvencija	S	strmina unipolarnog tranzistora, strmina elektronke, faktor stabilizacije, površina ili presjek (npr. jezgre transformatora)	θ	temperatura spojišta
f_T	tranzitna frekvencija	S_t	faktor stabilizacije kolektorske struje koji pokazuje utjecaj promjene reverzne struje I_{CB0}	θ_{sp}	širina sloja namota
f_β	granična frekvencija za strujno pojačanje	S_U	faktor stabilizacije kolektorske struje koji prikazuje utjecaj promjene napona napajanja U_{BE}	λ	faktor prigušenja
h	hibridni parametri tranzistora	S_{UCC}	faktor stabilizacije kolektorske struje koji prikazuje utjecaj promjene napona napajanja U_{CC}	ξ	rasipna induktivnost; realni dio kompleksne frekvencije
h_i	ulazna impedancija uz kratko spojeni izlaz ($u_2 = 0$)	S_β	faktor stabilizacije kolektorske struje koji prikazuje utjecaj promjene faktora pojačanja β	τ	vremenska konstanta
h_e	omjer povratnog djelovanja uz otvoreni ulaz ($u_1 = 0$)	T	vrijeme trajanja jedne periode signala, impulsa; apsolutna temperatura	$\varphi. O.$	fazni kut
h_f	faktor strujnog pojačanja uz kratko spojeni izlaz ($u_2 = 0$)	T, T_1, T_2	trajanje kvazistabilnih stanja	ω	fazno osiguranje
h_o	izlazna vodljivost uz otvoreni ulaz ($i_1 = 0$)	$Tr, Tr1, Tr2$	oznaka tranzistora u shemama	ω_d	kružna frekvencija
	U indeks ovih koeficijenata može se dodati još slovo c, b ili d da bi se naznačilo da vrijede za spoj sa zajedničkim emiterom, bazom ili kolektorom.	t	vrijeme	ω_g	donja granična kružna frekvencija
I	istosmjerna struja, maksimalna amplituda struje (v. tabl. 19)	t_d	vrijeme kašnjenja	ω_{12}	gornja granična kružna frekvencija nekompenziranog pojačala
I_{CBO}	reverzna struja kolektor-baza	t_f	vrijeme pada i vrijeme zadržavanja	Ω	normirana frekvencija
i	trenutna vrijednost izmjenične struje (v. tabl. 19)	t_{off}	vrijeme isključenja diode, vrijeme oporavka poluvodičke diode	Ω_f	normirani rasklad
Im	imaginarni dio kompleksne funkcije	t_{on}	vrijeme uključenja	Ω_g	granični rasklad

Ulogu kašnjenja može obavljati i linija (neprikladno), RC-mreža (dosta često se primjenjuje, ali kviri oblik napona), monostabil (skupo, jer na svaki bistabil treba dva monostabila), ili bistabil (vrlo se često upotrebljava).

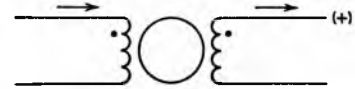
Pri upotrebi bistabila kao elementa za kašnjenje dobiva se izvedba registra sa dva bistabila po bitu (sl. 340). Impulsi za

postavi u jedno stanje, npr. $+B_r$, dogovorno se može uzeti da je u tom slučaju u nju upisano $*1*$ i da to ona pamti. U obrnutom slučaju upisano je u jezgru $*0*$. Promjena stanja jezgre postiže se dovođenjem odgovarajućih

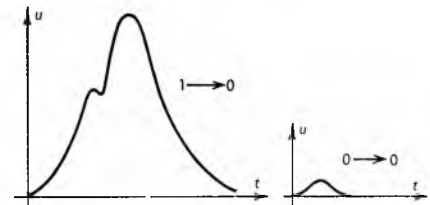


Sl. 342. Magnetska feritna jezgrića i njena petlja histereze

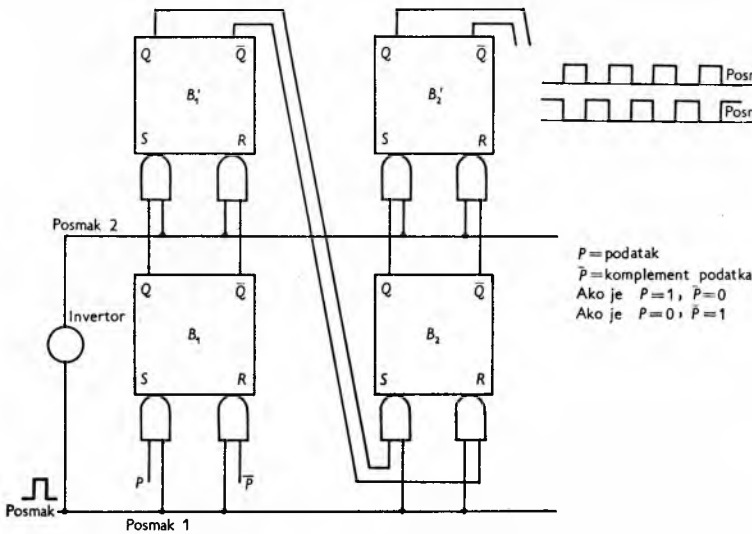
strujnih impulsa na namot jezgre. Dogovorno se uzima da ako struja ulazi u namot na kraju označenom točkom, jezgra ide u stanje $*0*$. Pri tome se na sekundaru javlja impuls koji potjera struju iz kraja označenog točkom (sl. 343). Impuls na sekundaru bit će velik zbog velike promjene magnetskog toka ako je jezgra prebacivana iz stanja



Sl. 343. Prikaz magnetske feritne jezgriće s ulaznim i izlaznim namotom



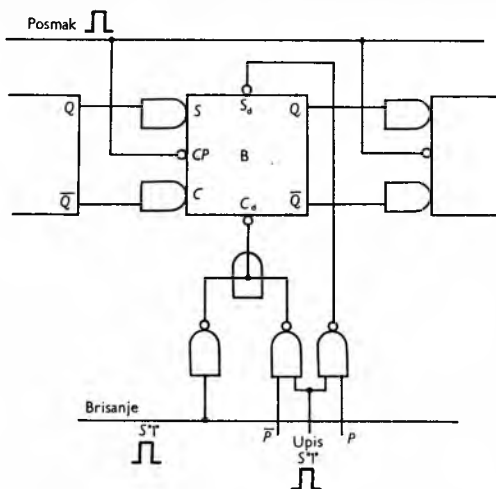
Sl. 344. Impulsi na izlaznom namotu feritne jezgriće: a ako se promijeni stanje remanencije, b ako se ne promijeni stanje remanencije



Sl. 340. Gradnja posmačnog registra s dva bistabila po bitu i njegovo djelovanje

posmak omogućuju upis u glavne bistabile: u B_1 s ulaza P i $\bar{P}$, u B_2 s izlaza Q i $\bar{Q}$ pomoćnog bistabila B_1' itd. Preko invertora dobiju se impulsi »posmak 2« koji djeluju za vrijeme pauze između impulsa »posmak 1«. Oni omogućuju prijenos podatka u pomoćne bistabile i to u B_1' iz B_1 , u B_2' iz B_2 , itd. Tako se posmak podatka odvija u dva koraka. Jedan je korak čitanje svih glavnih bistabila i privremeni smještaj podatka u pomoćne bistabile. Drugi je korak čitanje svih pomoćnih bistabila, prijenos bitova podatka u slijedeće glavne bistabile i istovremeno eventualni upis novog bita u prvi glavni bistabil.

Za gradnju registra vrlo je prikladan dvostruki integrirani bistabil. Na sl. 341 dan je dio takvog registra uz pridodate logičke sklopove za paralelni upis podatka i brisanje sadržaja registra.



Sl. 341. Čelija posmačnog registra građenog od integriranih logičkih sklopova i integriranog dvostrukog bistabila

Magnetski posmačni registar. Osnovni element za pamćenje u magnetskim posmačnim registrima, magnetska feritna jezgrića toroidnog oblika, promjera reda milimetra, ima petlju histereze gotovo pravokutna oblika (sl. 342, v. *Digitalna računala*, TE 3, str. 320). Pri tome se stanjima remanentnog magnetizma $+B_r$ i $-B_r$ pridaju značenja $*1*$ i $*0*$. Prema tome, ako se jezgra

$*1*$ u stanje $*0*$. Ako je jezgra već bila u stanju $*0*$, pojavit će se samo mali »impuls smetnje« s obzirom na to da krivulja histereze

Tablica 19

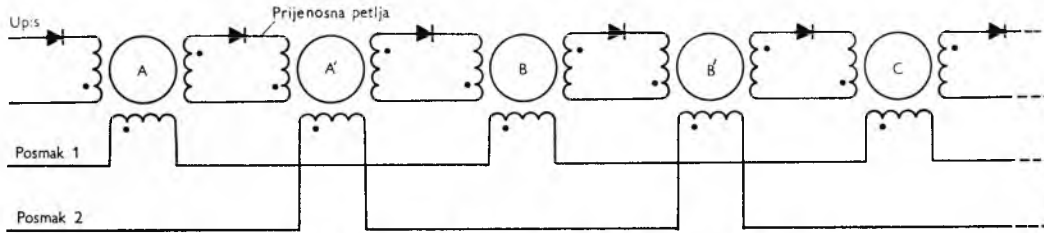
OZNAČAVANJE STRUJA I NAPONA U SKLOPOVIMA S ELEKTRONKAMA, TRANZISTORIMA I UNIPOLARNIM TRANZISTORIMA

Označene veličine	Slovčani simboli	Primjena
Istosmjernje, statičke struje i naponi (simbol veliko slovo, indeks veliko slovo)	I_C I_E I_B U_C U_E U_B	za tranzistore
	I_A I_K I_G U_A U_K U_G	za elektronke
	I_D I_G I_S U_D U_G U_S	za unipolarne tranzistore
Izmjenične struje i naponi (simbol i indeks mala slova)	i_c i_e i_b u_c u_e u_b	za tranzistore
	i_a i_k i_g u_a u_k u_g	za elektronke
	i_d i_g i_s u_d u_g u_s	za unipolarne tranzistore
Istosmjernje i izmjenične struje i naponi zajedno (simbol malo slovo, indeks veliko slovo) Npr. $u_{CE} = u_{ce} + U_{CE}$	i_C i_E i_B u_C u_E u_B	za tranzistore
	i_A i_K i_G u_A u_K u_G	za elektronke
	i_D i_G i_S u_D u_G u_S	za unipolarne tranzistore

Indeksi se odnose: G i g na rešetku, A i a na anodu, K i k na katodu elektronke; B i b na bazu, E i e na emiter, C i c na kolektor tranzistora, D i d na odvod, G i g na zasun, S i s na uvod unipolarnog tranzistora

nije potpuno pravokutna, tako da ipak dolazi do male promjene toka (sl. 344).

U magnetskom posmačnom registru može za kašnjenje služiti RC-mreža, ali je bolje raditi s dvije jezgre po bitu (sl. 345). Upis je serijski. Strujni impuls »posmak 1« briše sadržaje glavnih jezgri A, B, C, itd. Jezgre koje su bile u stanju »1« prijelazom u nulu induciraju na sekundaru napon koji preko prijenosne petlje potjera struju i postavlja iduću pomoćnu jezgru u stanje »1«.



Sl. 345. Magnetski posmačni registar s dvije jezgre po bitu

Strujni impuls »posmak 2« briše sadržaje svih pomoćnih jezgri A', B', C', itd., s time da se bitovi podatka upišu u iduću glavnu jezgre. Istovremeno se izvrši eventualni upis novog bita u jezgru A.

LIT.: H. W. Bode, Network analysis and feedback amplifier design, New York 1955. — T. L. Martin, Jr., Electronic circuits, Englewood Cliffs, N. J. 1956. — J. Millman, H. Taub, Pulse and digital circuits, New York 1956. — T. Jelaković, Negativna reakcija u tonfrekventnoj tehnici, Zagreb 1957. — E. J. Angelo, Jr., Electronic circuits, New York 1958. — H. J. Zimmermann, S. J. Mason, Electronic circuits, signals and systems, New York 1960. — S. S. Hakim, Junction transistor circuit analysis, New York 1962. — B. Raković, Elektronika, Beograd 1963. — The engineering staff of Texas Instruments Inc., Transistor circuits design, New York 1963. — Л. Я. Назаров, Анализ и расчет усилительных схем, Киев 1963. — J. Millman, H. Taub, Pulse, digital and switching waveforms, New York 1965. — F. J. M. Farley, Elements of pulse circuits, London 1966. — E. C. Loewenberg, Theory and problems of electronic circuits, New York 1967. — J. Millman, C. C. Halkias, Electron devices and circuits, New York 1967. — Л. М. Резельсон, А. В. Кузнецов, А. П. Пятубратов, Импульсная техника, Москва 1967. — R. H. Crawford, MOSFET in circuit design, New York 1967. — F. K. Manasse, J. A. Akiss, C. R. Gray, Modern transistor electronics analysis and design, Englewood Cliffs, N. J. 1967. — K. J. Dean, Integrated electronics, London 1967. — D. L. Schilling, C. Belove, Electronic circuits: discrete and integrated, New York 1968. — D. J. Comer, Introduction to semiconductor circuit design, Reading, Mass. 1968. — H. R. Camenzind, Circuit design and integrated electronics, Reading, Mass. 1968. — J. H. Lukes, Halbleiter-Dioden-Schaltungen, München-Wien 1968. — M. Böhringer, Theorie und Technik von Schaltnetzwerken, Berlin 1969. — H. Groh, W. Weber, W. Seifert, Digitaltechnik, 2 Bde, Düsseldorf 1969. — T. P. Sifferlen, V. Vartanian, Digital electronics with engineering applications, Englewood Cliffs, N. J. 1970. — H. E. Thomas, Handbook of pulse-digital devices for communications and data processing, Englewood Cliffs, N. J. 1970. — J. Eimbinder, Application considerations for linear integrated circuits, New York 1970. — F. J. Gacioletto, Differential amplifiers, New York 1970. — L. P. Hunter, Handbook of semiconductor electronics, New York 1970. — S. Turk, Elektronički sklopovi, Zagreb 1971. — J. Marcus, Electronic circuits manual, New York 1971. — P. Tharna, Transistor audio amplifiers, London 1971. — F. Bening, Negative Widerstände in elektronischen Schaltungen, Berlin 1971. — H. J. Schwertfeger, Grundlagen der elektronischen digitalen Schaltungstechnik, Berlin 1971. — И. С. Гоноровский, Радиотехнические цепи и сигналы, Москва 1971. — А. К. Лосев, Линейные радиотехнические цепи, Москва 1971. — R. Funke, S. Siebscher, Grundschnaltungen der Elektronik, Berlin 1972. — H. Schweigert, Elektronische Grundschnaltungen, München 1972. — F. Hillebrand, H. Meierling, Feldeffekttransistoren in analogen und digitalen Schaltungen, München 1972. — И. И. Дзюбуш, Транзисторы в электрических схемах, Москва 1972. — T. Kohonen, Digital circuits and devices, Englewood Cliffs, N. J. 1972. — J. Millman, Ch. Halkias, Integrated electronics: analog and digital circuits and systems, New York 1972. V. i literaturu u drugim člancima o elektronic.

A. Szabo

ELEKTRONIKA, SKLOPOVI I SASTAVNI DIJELOVI ZA MIKROVALNU TEHNIKU (Mikrovalna elektronika).

Mikrovalna elektronika bavi se sastavnim dijelovima i sklopovima koji se upotrebljavaju na najvišim frekvencijama ($f = \sim 300$ MHz... ~ 300 GHz). U tom su području dimenzije elektroničkih sastavnih dijelova veličinskog reda valne duljine (~ 1 m... ~ 1 mm). Stoga se u mikrovalnoj tehnici događaji ne mogu više promatrati kao kvazistacionarni, niti se mogu realizirati sastavni dijelovi s koncentriranim vrijednostima otpora, induktiviteta i kapaciteta kao što je to običaj u sklopovima za niže radio-frekvencije. Područje mikrovalne elektronike predstavlja tehničku primjenu elektromagnetske teorije na vrlo visokim frekvencijama. Mikrovalna elektronika naglo je razvijena u drugom svjetskom ratu za primjenu u radarskim sustavima, a danas se s njome bavi znatan dio elektroničke industrije. Mikrovalna se elektronika primjenjuje u svim vrstama radara i sličnim sustavima, u radio-komunikacionim sustavima, u satelitskim radio-vezama, u elektrotermijskim uređajima za industriju i kućanstvo, u dijagnostici

i terapiji u medicini, a služi i znanstvenim istraživanjima različitih područja.

U odnosu prema klasičnoj sklopovskoj tehnici, područje mikrovalne elektronike predstavlja kvalitativno novo područje. U mikrovalnom sklopu, zbog vrlo visoke frekvencije, ne mogu se zanemariti naboji na vodičima niti magnetsko polje zatvorenih strujnih petlji, kako se oni s opravdanjem zanemaruju i u modernoj elektronici na nižim frekvencijama, a upravo ti fenomeni

dovode do efekta zračenja elektromagnetskog vala. Stoga se ne pristupa više problemima preko napona i struje, nego preko elektromagnetskog vala i pripadajuće teorije. Isto se tako na vrlo visokim frekvencijama ne mogu više upotrijebiti elektronke i tranzistori, pa se stoga razvio i novi pristup tehničkim

rješenjima i ostvarila se nova tehnika. To se očituje u prijenosnim sustavima (u elektromagnetskim valovodima), oscilatorima i pojačalima (klistron, refleksi klistron, magnetron, cijev s putujućim valom), antenama (lijevak, leće, reflektori i sl.), komponentama i novim mjernim postupcima.

Prijenosne linije

Jednadžbe linije. Prijenosna linija je po pravilu dvožični vod koji se može analizirati pomoću Maxwellovih jednadžbi ili pomoću analize električnih krugova (v. *Električni vodovi*, str. 229). Fizikalna slika koja je osnova Maxwellovih jednadžbi jest da se elektromagnetska energija širi uz vodiče, pri čemu vodiči tu energiju vode. Pri metodi primijenjenoj u analizi krugova utjecaji se električnih i magnetskih polja uzimaju u obzir pomoću parametara kruga, a to su: kapacitet C' , induktivitet L' , otpor R' i vodljivost G' , svi izraženi za jedinicu duljine. Pomoću njih dobiju se jednadžbe prijenosnih linija koje glase

$$U = \frac{U_R}{2} \left(1 + \frac{Z_0}{Z_R} \right) \cdot e^{\gamma x} + \frac{U_R}{2} \left(1 - \frac{Z_0}{Z_R} \right) \cdot e^{-\gamma x}, \quad (1)$$

$$I = \frac{I_R}{2} \left(1 + \frac{Z_R}{Z_0} \right) \cdot e^{\gamma x} + \frac{I_R}{2} \left(1 - \frac{Z_R}{Z_0} \right) \cdot e^{-\gamma x}, \quad (2)$$

gdje su I_R i U_R struja i napon na zaključnom opterećenju linije, Z_0 karakteristična valna impedancija linije, Z_R impedancija zaključnog opterećenja, I i U vrijednosti struje i napona na liniji u udaljenosti x od zaključnog opterećenja i γ konstanta širenja [v. izraz (8)]. Vremenska promjena nije uzeta u obzir.

U osnovi, gornje jednadžbe prikazuju općeniti slučaj, tj. neprilagođenje koje nastupa kad Z_R nije jednako Z_0 . Zbog takvog diskontinuiteta impedancije nastupa refleksija upadnog vala i dio se energije u vidu reflektiranog vala vraća prema izvoru. Pri refleksiji se jedan dio energije istira na zaključnom opterećenju impedancije Z_R , a drugi dio vraća natrag. Omjer između ta dva dijela energije ovisan je o veličini razlike između Z_R i Z_0 i određen je faktorom refleksije

$$\Gamma_R = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0}, \quad (3)$$

koji je definiran kao omjer amplituda reflektiranog i upadnog vala.

Ako je generator prilagođen na liniju, tj. ako je njegova unutarnja impedancija jednaka karakterističnoj valnoj impedanciji linije, neće biti refleksije na odašiljačkom kraju i na liniji će postojati samo upadni i reflektirani val. Oni se u svakoj točki linije zbrajaju po fazi i veličini i stvaraju stojni val. Stojni val ima maksimume i minimume struje i napona. Maksimum struje poklapa se s minimumom napona, i obratno, minimum struje poklapa se s maksimumom napona. Razmak između istoimenih ekstrema je pola valne duljine, a između raznoimenih ekstrema četvrtina valne duljine.

Jednadžbe prijenosnih linija (1) i (2) mogu se pisati i u hiperbolnom obliku