

Cap.7. REACȚIA NEGATIVA

7.1. Principiile reacției negative

Conceptul de "**reacție negativă**" este fundamental pentru viața. Un simplu experiment poate ilustra aceasta: închideți ochii și apoi încercați să puneți în contact vârful degetelor arătătoare de la cele două mâini; probabil nu veți reuși de prima oară. Prin închiderea ochilor se întrerupe o "cale" (bucla) de reacție negativă care este vitală întregii acțiuni umane; pentru realizarea unei operațiuni corecte, trebuie să fim capabili să știm ceea ce facem și astfel să aplicăm mici corecții când și dacă este necesar. De fapt, luăm "ieșirea" (acțiunea) și o întoarcem (o aplicăm) la intrare (intenția sau "instrucțiunea" mentală), astfel încât ieșirea este făcută egală cu intrarea. Cu alte cuvinte, acțiunea este forțată să corespundă întru totul cu intenția.

Exemple de reacție negativă pot fi găsite de asemenea în domeniul ingineriei mecanice. Unul din exemplele cele mai clare este regulatorul folosit pentru controlul turației mașinilor rotative. Una din formele cele mai spectaculoase de regulator de turație era folosită la vechile mașini cu aburi, care erau principalele surse de putere motoare ale secolului trecut. Regulatorul este prezentat în fig.7.1 și constă dintr-un ax care se rotește la turația axului motor; dacă turația crește (sau scade), greutatea se îndepărtează ridicând (sau coborând) cuplajul care acționează direct robinetul de control al debitului de vapori. Regulatori similare, într-o formă mult mai evoluată, controlează și viteza turbinelor actuale, care antrenează alternatoarele din stațiile de mare putere.

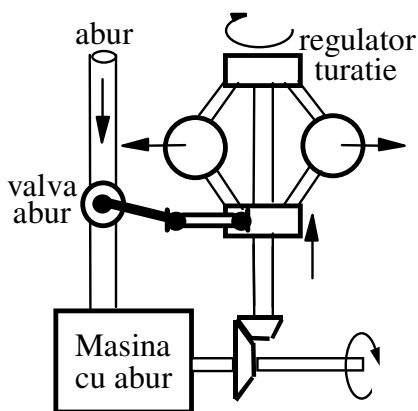


Fig.7.1. Reglajul turației prin reacție, la o mașină cu aburi

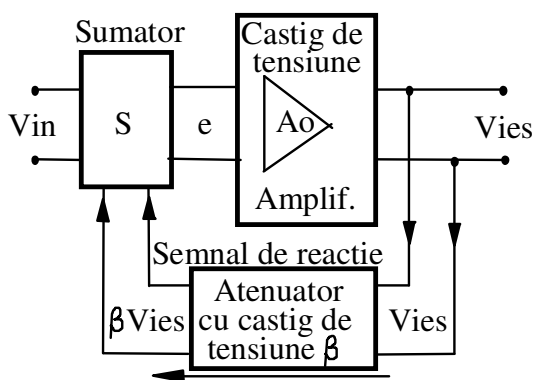


Fig.7.2. Un amplificator cu câștig A_o și circuitul de reacție

În aceste exemple, sistemul este ținut sub control aducând la intrare o parte din ieșirea sa. Sistemele de control mecanice, cum ar fi regulatorul de turație centrifugal prezentat în fig.7.1, sunt cunoscute sub denumirea de servo-sisteme și sunt fundamentale pentru automatizarea industrială. Acestea formează baza științei intitulată cibernetică.

7.2. Reacția negativă în electronica

Exact la fel cum "mașina cu aburi" necesită un regulator, multe amplificatoare electronice necesită o "**reacție negativă**" dacă dorim ca amplificarea lor să fie cu precizie prescrisă și să rămână constantă la schimbarea temperaturii, frecvenței și amplitudinii semnalului. Prin reacție (feedback) se înțelege aducerea unei părți a semnalului de ieșire înapoi în intrare.

După cum se știe, curentul de colector de polarizare, la un etaj de amplificare cu un tranzistor bipolar, poate varia cu câștigul în curent al tranzistorului β . Vom vedea în continuare care sunt parametrii care dictează amplificarea; printre aceștia vor fi: punctul static de funcționare și tensiunea de alimentare. Când vom avea un număr mare de tranzistoare și rezistoare fabricate împreună într-un circuit integrat, variațiile acestor componente vor duce la o incertitudine de ansamblu în amplificarea globală de tensiune. Spre exemplu, o valoare tipică pentru amplificarea unui "amplificator operațional" popular de tip "741" ($\mu A741$, $\beta A741$) este de 200.000, dar datele de catalog arată că

unele exemplare pot sa aibă un câștig de doar 20.000. Reacția negativa va găsi răspunsul (soluția) pentru aceste probleme de amplificare.

Examinarea unui circuit tipic de reacție negativa si câteva calcule simple vor arata clar efectul reacției negative. Fig.7.2 prezintă schema bloc a unui amplificator cu un câștig de tensiune A_0 , cu o bucla de reacție ce conține un atenuator (cu câștigul, mai precis atenuarea β , notație intamplator identica cu câștigul in curent al tranzistorului bipolar) care aduce la intrare o fracțiune constanta β (notata uneori si f) din semnalul de ieșire. In acest caz general, vom considera polaritatea semnalului amplificat si reacția pozitive, semnalul de reacție fiind "adunat" la semnalul de intrare. După ce am făcut calculele putem schimba semnul la tensiunea de reacție, sau la câștigul amplificatorului, pentru ca reacția sa fie negativa.

In fig. 7.2 putem lua amplificarea efectiva de tensiune, A, pentru amplificatorul cu reacție. Aceasta este data simplu prin raportul dintre tensiunea de ieșire si tensiunea prezenta la intrare:

$$A = V_{ies} / V_{in}$$

Acum vom considera semnalul "e" la intrarea amplificatorului de baza cu amplificarea A_0 dat de :

$$\begin{aligned} e &= V_{in} + \beta V_{ies} \\ \text{dar știm ca: } V_{ies} &= A_0 e \\ \text{si deci: } V_{ies} &= A_0(V_{in} + \beta V_{ies}) \\ \text{Rearanjand, } V_{ies}(1 - \beta A_0) &= A_0 V_{in} \\ \frac{V_{ies}}{V_{in}} &= \frac{A_0}{1 - \beta A_0} \end{aligned}$$

$$\text{De unde: } A = \frac{A_0}{1 - \beta A_0} \quad (7.1)$$

Ecuția (7.1) este ecuația generala pentru "un amplificator cu reacție". Amplificarea de baza, A_0 , este numita adesea "**amplificarea in bucla deschisa**" a amplificatorului (amplificarea fara reacție). După cum se vede din ecuația (7.1), reacția este pozitiva, si se poate arata imediat ca amplificarea devine infinita daca $\beta A_0 = 1$. Un câștig infinit implica faptul ca amplificatorul va avea semnal de ieșire fara semnal la intrare, si aceasta este exact ceea ce se întâmpla. Reacția pozitiva este fenomenul de baza in cazul "**oscilatoarelor**" (generatoarelor de semnal).

Pentru reacție negativa, putem face β negativ, scăzând reacția din semnalul de intrare si nu adunând-o. Astfel:

$$\frac{V_{ies}}{V_{in}} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \quad (7.2)$$

Acum daca, cum este situația uzuala, $\beta A_0 \gg 1$ ($A_0 \gg 1/\beta$) putem neglija cifra "1" de la "numitor" si $A \approx A_0/\beta A_0$, adică:

$$A \approx 1/\beta \quad (7.3)$$

Aceasta este cea mai importanta ecuație, întrucât am obținut un amplificator cu o amplificare precis determinata. Atâta timp cât amplificarea in bucla deschisa A_0 este mai mare (ex. de sute de ori mai mare) decât amplificarea in bucla închisa A, aceasta (amplificarea in bucla închisa A) va fi independenta de caracteristicile amplificatorului si va depinde doar de " **β** ". Aceasta fracție de reacție β (notat si f = factor de reacție; $f < 1$), uzual depinde doar de doua rezistente intr-un divizor de tensiune (stabilesc ce fracțiune a semnalului de ieșire este adusa la intrare), si care formează rețeaua de reacție (atenuator de precizie, cu atenuarea egală cu $\beta=f$). Rezistentele sunt cele mai stabile componente in electronica, valorile lor pot fi precis stabilite cu acuratețea dorita si sunt stabile in timp. Reacția negativa extinde aceste calitati de acuratețe si stabilitate in timp, asupra proprietatilor si câștigului întregului amplificator. Reacția negativă asigura micșorarea zgomotului, lărgirea benzii de frecvență, creșterea stabilității, micșorarea distorsiunilor, modificarea impedanțelor de intrare și de ieșire în sensul în care amplificatorul tinde ca să devină ideal.

7.3. Reacția negativă și răspunsul în frecvență

Nici un amplificator nu are același câștig la toate frecvențele. După cum se știe, câștigul amplificatoarelor începe să cadă la frecvențe mari, datorită capacităților de pierdere interne. Când un amplificator prezintă variații excesive ale amplificării în funcție de frecvența semnalului, se spune că are un răspuns prost în frecvență. Această deficiență este adesea denumită "distorsiune de frecvență" sau "distorsiune de liniaritate" (deoarece amplificatorul lucrează în regiunea liniară a caracteristicii de transfer), și nu trebuie să fie confundată cu "distorsiunile de neliniaritate" care vor fi discutate în subcapitolul 7.4. Reacția negativă poate corecta un răspuns prost în frecvență, atâta timp cât amplificarea în buclă deschisă rămâne mult mai mare decât cea în buclă închisă. Ecuația (7.3) se poate deci aplica și în consecință amplificarea nu depinde de frecvență. Fig.7.3 prezintă grafic câștigul unui amplificator integrat de tip 741, reprezentat în funcție de frecvență. Linia superioară reprezintă amplificarea în buclă deschisă; enorma cădere a amplificării la frecvențe înalte este de fapt deliberat introdusă printr-un condensator intern, pentru considerente de stabilitate. Curbele inferioare ilustrează modul în care reacția negativă "aplatizează" răspunsul în frecvență, dar în detrimentul câștigului: răspunsurile în frecvență sunt reprezentate pentru câștigul în buclă închisă de 1000, 100, 10 și au un astfel de nivel ca pot fi trasate cu o rigla până în vecinătatea curbei ce indică caracteristica în buclă deschisă.

Cu toate că întreaga pierdere de amplificare datorată reacției negative pare serioasă, este de fapt ușor să conectezi în serie (cascada) două amplificatoare cu reacție negativă și astfel să refacem câștigul amplificatorului fără reacție negativă, dar cu un răspuns în frecvență mult îmbunătățit.

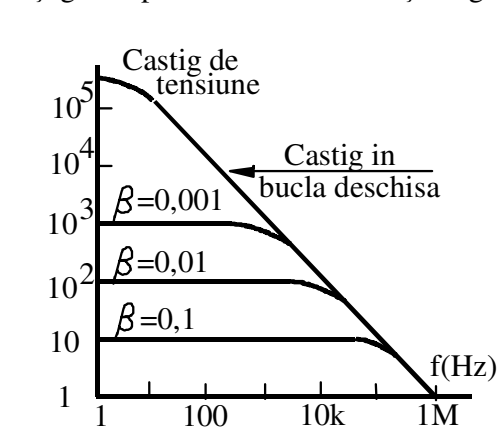


Fig.7.3. Răspunsul în frecvență al unui amplificator cu reacție negativă

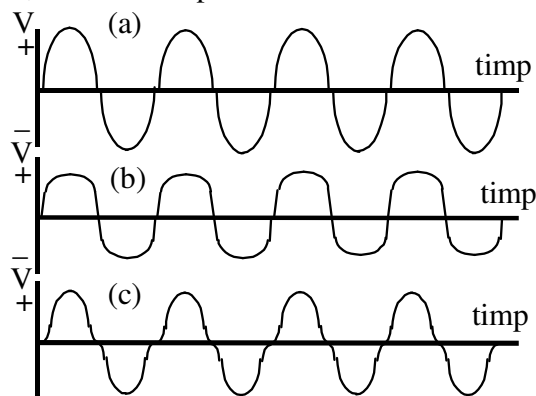


Fig.7.4.(a) Sinusoidă pură
(b) Distorsiuni de limitare
(c) Distorsiuni de trecere

7.4. Distorsiuni de neliniaritate

Oricine a folosit un aparat de radio cu baterii uzate, a putut asculta și identifica "distorsiunile de neliniaritate". Distorsiunile apar când un amplificator nu furnizează o replică amplificată perfectă a formei de undă de intrare, schimbând într-un anumit fel forma sa, din cauza caracteristicii sale de transfer neliniare.

Fig.7.4 reprezintă un semnal de intrare pur sinusoidal și două versiuni ale acestui semnal după ce el este subiectul a două forme diferite de distorsiuni de neliniaritate. Aceste varietăți de distorsiuni apar din cauza câștigului amplificatorului care este într-un anumit fel dependent de valoarea instantanee a amplitudinii semnalului. În fig.7.4.(b) câștigul amplificatorului cade la valori instantanee mari, pozitive sau negative, ale semnalului de intrare ("clipping distortion" - distorsiuni de limitare), pe când în fig.7.4.(c) se prezintă distorsiunile ce apar la valori foarte mici ale amplitudinii semnalului, în vecinătatea trecerii prin zero. Aceste defecte ale amplificatorului pot fi grupate împreună sub un nume comun "distorsiuni de neliniaritate" (deoarece amplificatorul nu mai lucrează în regiunea liniară a caracteristicii de transfer) sau "distorsiuni de amplitudine" și pot fi considerate ca o eroare la ieșirea amplificatorului. Pentru aceste considerente clare, exemplul din fig.7.4.(c) este numit "distorsiune de

trecere" (racordare, incrucisare) si este un defect comun in amplificatoarele de putere prost proiectate sau reglate.

Este foarte clar ca daca reactia negativa poate sa faca câștigul unui amplificator independent de variabile cum ar fi: caracteristicile tranzistorului si frecventa semnalului, ar trebui sa elimine distorsiunile de neliniaritate facând câștigul independent de amplitudinea semnalului. Aceasta situatie este desigur adevărata atata timp cât amplificarea in bucla deschisa rămâne mult mai mare ca amplificarea in bucla închisa.

7.4.1. Măsurarea distorsiunilor armonice

Folosirea unui semnal sinusoidal pentru a ilustra distorsiunile in fig.7.4 nu a fost o alegere arbitrara. Analiza Fourier arata ca orice unda repetitiva, de orice forma, poate fi sintetizata din semnale sinusoidale multipli întregi ai frecventei originale. Cu alte cuvinte, este bine de știut ca semnalul sinusoidal este un semnal de un tip unic, deoarece acesta conține doar o singura frecventa. Orice alta forma de unda (semnal) conține o serie de frecvente, numite "armonice". Prima armonica este numita "fundamentala" si determina frecventa de repetiție a semnalului. Frecventele "multipli ai fundamentalei" sunt numite "armonice" iar amplitudinea si faza lor determina alura formei de unda (a semnalului).

Când un semnal sinusoidal suferă distorsiuni de neliniaritate intr-un amplificator, amplificatorul de fapt adaugă armonici semnalului original sinusoidal. Astfel distorsiunile sunt convenabil măsurate, injectând un semnal pur sinusoidal in amplificator si determinând ce proporție din semnalul total de ieșire este reprezentata prin armonice. Aceasta metoda de exprimare a distorsiunilor neliniare este numita măsurătoare de distorsiuni armonice.

Pentru a măsura conținutul armonic, un circuit rector de frecventa este conectat la ieșirea amplificatorului si este acordat pentru a elimina "frecventa fundamentala". Astfel rămân doar armonicele si "**distorsiunile totale armonice**" (THD) sunt uzual exprimate procentual după cum urmează:

$$\text{THD} = \frac{\text{tensiunea armonica r.m.s.}}{\text{tens.total a r.m.s. de iesire}} * 100\%$$

7.4.2. Măsurarea distorsiunilor de intermodulatie

Alt efect de neliniaritate in amplificatoare este observat când doua semnale sunt amplificate împreuna: suplimentar semnalelor originale, ieșirea va conține un semnal egal cu suma frecventelor de intrare si altul cu diferența frecventelor. Cu alte cuvinte daca aducem la intrarea unui amplificator neliniar doua semnale cu frecventele de exemplu de 800Hz si 900Hz , ieșirea va conține suplimentar semnalelor de 800Hz, 900Hz si armonicelor lor, noi semnale cu frecventele de 100Hz, 1700Hz, etc. Frecventele suma si diferența sunt numite "produse de intermodulatie" si sunt neplăcute in domeniul audio, deoarece spre deosebire de armonicile de ordin inferior, acestea nu sunt corelate muzical cu frecventele originale. Intermodulatia poate fi folosita ca o măsura a neliniaritatii unui amplificator, exprimând procentual distorsiunile de intermodulatie (IMD) după cum urmează:

$$\text{IMD} = \frac{\text{tens. r.m.s. a prod.de itermodulatie}}{\text{tens. r.m.s. totala de iesire}} * 100\%$$

Măsurătorile de IMD cer rejectia a doua frecvente fundamentale, in loc de doar una in cazul măsurătorilor de THD, si trebuie folosit ori un analizor care este acordat separat pe fiecare produs de intermodulatie, sau un demodulator ca un detector radio pentru a măsura toate produsele împreuna. Cele doua metode nu aduc, una in raport cu alta, informații suplimentare, dar ele sunt doua cai pentru a măsura (evidenția) neliniaritatile intr-un amplificator. In practica, este dificil de făcut măsurători ale distorsiunilor de neliniaritate la frecvente mari, când armonicele se întind peste banda de trecere a amplificatorului. In aceasta situație, măsurătorile de intermodulatie pot da rezultate mult mai corecte ale neliniaritatii la frecvente înalte.

Pentru a da o imagine completa a produşilor de "distorsiune", indiferent daca ei sunt armonice ale unei singure frecvente, sau frecventele suma si diferenţa pentru doua semnale, frecventele individuale pot fi detectate cu ajutorul unui filtru acordabil de banda îngusta, adesea numit analizor de banda îngusta. Un astfel de analizor este in general costisitor, dar el permite extragerea armonicilor din zgomot, lucru semnificativ când măsurătorile sunt făcute la nivele de ieşire coborâte. Analizorul de semnal indica de asemenea daca distorsiunile sunt mai cu seama armonice de ordin inferior (a doua si a treia) sau de ordin superior care, sunt mult mai nedorite in domeniul audio. Daca armonicile sunt măsurate separat si tensiunile r.m.s. măsurate pentru armonicile a doua, treia, patra, etc., sunt V_2, V_3, V_4 etc. atunci:

$$THD = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}} * 100\%$$

unde V_1 este nivelul fundamentalei si este probabil singurul termen semnificativ la numitor. Producşii de intermodulaţie pot fi combinaţi într-un mod similar pentru a da valoarea r.m.s. si astfel procentajul pentru IMD.

7.4.3. Reacţia negativa si distorsiunile

Din descrierile de mai sus, distorsiunile de neliniaritate pot fi privite ca semnale nedorite adăugate de amplificator semnalului original. Calculele care urmează arata ca reacţia negativa reduce distorsiunile cu acelaşi factor cu care reduce câştigul.

Considerând amplificatorul din fig.7.5 care are un câştig de tensiune in bucla deschisa A_0 si un conţinut de distorsiuni D_0 la ieşire înainte de a aplica reacţia; spre exemplu fara reacţie:

$$V_{ies} = A_0 V_{in} + D_0$$

Acum conectând reacţia negativa, aducem la intrare fracţiunea $-\beta$ a ieşirii. Daca e este semnalul de tensiune între bornele de intrare ale amplificatorului cu reacţie negativa, atunci:

$$V_{ies} = A_0 e + D_0$$

unde:

$$e = V_{in} - \beta V_{ies}$$

Atunci:

$$V_{ies} = A_0 (V_{in} - \beta V_{ies}) + D_0$$

Rearanjând:

$$V_{ies}(1 + \beta A_0) = A_0 V_{in} + D_0$$

si deci:

$$V_{ies} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} V_{in} + \frac{D_0}{1 + \beta A_0} \tag{7.4}$$

dar, $V_{ies} = A V_{in} + D$ unde $A = A_0/(1+\beta A_0)$ este câştigul de tensiune in bucla închisa si $D=D_0/(1+\beta A_0)$ este distorsiunea la ieşire cu reacţie negativa.

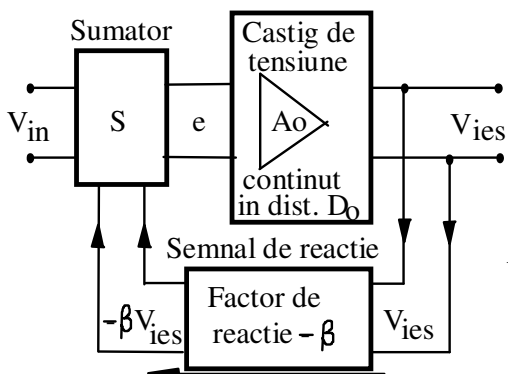


Fig.7.5. Amplificator cu distorsiuni si reacţie negativa ($-\beta$)

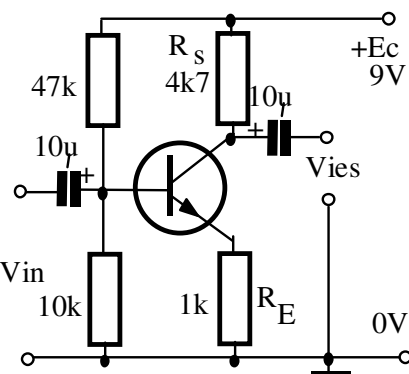


Fig.7.6. Rezistenţa de emitor R_E nedecuplata = reacţie de curent serie

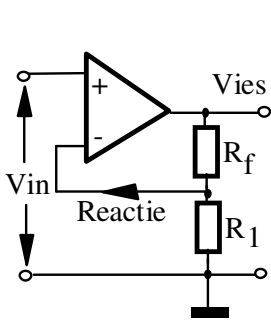


Fig.7.7. Amplificator de tensiune cu reacţie negativa

Astfel am văzut ca atunci când aplicam reacţia negativa la un amplificator, distorsiunile sunt reduse printr-un factor $(1+\beta A_0)$, dar in schimb, semnalul de intrare poate fi crescut prin acelaşi

factor $(1+\beta A_0)$ pentru a menține semnalul de ieșire nemodificat. Trebuie făcută acum observația ca virtual toate distorsiunile sunt generate în etajul final al amplificatorului, singurul care manevrează semnale mari. Prin folosirea unui al doilea etaj de amplificare pentru a ridica intrarea prin factorul $(1+\beta A_0)$ cerut, nu vom avea o creștere semnificativă a distorsiunilor întrucât la acest nivel sunt manevrate doar semnale mici. Câștigul de tensiune este mic și poate fi relativ ușor de realizat cu distorsiuni mici.

Este dificil de proiectat un amplificator de putere cu mai puțin de 1% distorsiuni armonice totale în condițiile unei bucle deschise, dar cu reacție negativă, factori de distorsiune mai mici de 0,1% sunt des întâlniți la amplificatoare de audiofrecvență.

Cu toate ca reacția negativă pare a fi o "doctorie" pentru toate cerințele impuse de o amplificare de calitate (ideală), este important de reamintit ca aceasta este efectivă doar în condițiile menținerii unei amplificări mari în bucla deschisă (A_0) în raport cu amplificarea în bucla închisă (A). Nu acesta este situația la frecvențe înalte unde capacitățile semnificative la tranzistoarele de putere, au un efect de suntare. Din aceasta cauza distorsiunile cresc semnificativ la frecvențe mai mari de 10kHz, în amplificatoarele audio. Alta situație este atunci când amplificarea în bucla deschisă cade, spre exemplu atunci când amplificatorul este în suprasarcină, etajul final este ori saturat ori blocat datorită semnalului. În aceste condiții semnalul de ieșire nu mai poate urmări semnalul de intrare; câștigul cade la zero și nici un nivel al reacției negative nu mai poate corecta distorsiunile rezultate.

7.4.4. Instabilitatea și reacția negativă

Intr-un amplificator cu reacție negativă s-a considerat ca βA_0 este negativ la toate frecvențele. Dacă βA_0 va deveni pozitiv, revenind la ecuația generală a reacției $A = \frac{A_0}{1 - \beta A_0}$ unde, dacă $\beta A_0 = 1$, A devine infinit și amplificatorul va "oscila".

Este posibil ca βA_0 să devină pozitiv într-un amplificator, uzual ca rezultat al schimbării semnelor lui A_0 la frecvențe înalte unde defazarea produsă de capacitățile parazite se adună la defazarea totală de 180° dintre intrare și ieșire. Schimbarea maximă de fază care poate fi produsă de o rezistență și un condensator este de 90° , astfel ca, o metodă frecventă de surmontare a problemelor de defazaj este adăugarea unui condensator de compensare de mare capacitate care domină caracteristica de înaltă frecvență și asigură o netezire și o atenuare de 6dB la fiecare dublare de frecvență (o astfel de atenuare indică o schimbare de fază de 90°). La frecvențe înalte chiar pentru capacități parazite care produc o schimbare de fază de 180° , atenuarea introdusă prin condensatorul de compensare asigură o amplificare în bucla deschisă atât de mică încât $\beta A_0 \ll 1$ și astfel instabilitatea nu poate să apară. Acest tip de compensare da naștere caracteristicii de frecvență prezentată în fig.7.3 pentru amplificarea în bucla deschisă a unui amplificator operațional de tip 741.

7.5. Topologii de reacție. Reacția de curent serie

Semnalul de ieșire poate fi curent sau tensiune. Rețeaua de reacție ia un eșantion din semnalul de ieșire și-l compară cu semnalul de intrare. Semnalul de intrare poate fi (independent de tipul celui de ieșire), fie curent, fie tensiune. Există în total patru posibilități, deci patru topologii de circuite cu reacție. Dacă conexiunile la intrare sau la ieșire sunt în serie avem de a face cu o buclă, iar dacă sunt în paralel avem un nod. Pentru denumire se privește de la ieșirea amplificatorului spre intrarea lui (de la intrarea rețelei de reacție spre ieșirea ei), deci mai întâi se urmărește mărimea eșantionată la ieșirea amplificatorului și apoi ce se compară la intrarea lui.

Discuțiile purtate în acest capitol au fost concentrate în direcția "reacției negative de tensiune serie", deoarece acest tip de reacție este cel mai frecvent întâlnit. Denumirea completă este amplificator de tensiune sau amplificator cu reacție cu eșantionare în nod și comparare pe buclă; reacție de tensiune (la ieșire) serie (la intrare); reacție paralel-serie (figurile 7.5, 7.7, 7.8).

Celelalte trei topologii de circuite cu reacție sunt:

1. Amplificator de transimpedanță sau amplificator cu reacție cu eșantionare în nod și comparare în nod; reacție de tensiune (la ieșire) paralel (la intrare); reacție paralel-paralel (șunt).

2. Amplificator de curent sau amplificator cu reacție cu eșantionare pe buclă și comparare în nod; reacție de curent (la ieșire) paralel (la intrare); reacție serie-paralel (privind de la ieșirea la intrarea amplificatorului).

3. Amplificator de transadmitanță (transconductanță) sau amplificator cu reacție cu eșantionare pe buclă și comparare pe buclă; reacție de curent (la ieșire) serie (la intrare); reacție serie-serie (fig.7.6).

Reacția negativă de curent serie (fig.7.6) are aceleași caracteristici de baza ca reacția de tensiune serie: stabilizează câștigul și reduce distorsiunile. Ea poate fi întâlnită la un etaj de amplificare care încorporează o rezistență "de emitor" sau "de sursă". În mod normal rezistența din emitor sau sursă este decuplata cu un condensator de capacitate mare, în sensul de a împiedica apariția unei tensiuni de semnal pe ea, dar dacă condensatorul de decuplare este îndepărtat tensiunea a.c. de pe rezistența de emitor (sau de sursă) apare în serie cu semnalul de intrare. Fig.7.6 prezintă un etaj cu tranzistor bipolar cu rezistența de emitor R_E nedecuplată; aici se poate vedea că tensiunea de intrare V_{in} nu se aplică direct pe joncțiunea baza-emitor, ci prin intermediul rezistenței R_E . Acum suplimentar pe R_E , față de tensiunea continuă datorată punctului static de funcționare, avem o tensiune alternativă (a.c.) proporțională cu componenta de semnal a.c. din curentul de emitor. Pe această cale, un semnal de tensiune, proporțional cu curentul de ieșire este adus de la ieșire din nou la intrare. Este util de notat că semnalele pe rezistența R_E și R_S sunt defazate cu 180° (opозиție de fază), iar semnalul pe R_E în raport cu cel de intrare sunt în fază. Se pot obține de pe R_E și R_S două semnale în opозиție de fază, iar dacă aceste rezistențe sunt și egale, cele două semnale vor fi egale în mărime, iar circuitul va fi numit "circuit separator de fază" (phase splitter), defazor.

Uneori R_E este parțial decuplată, folosind două rezistențe în serie și doar una din ele fiind decuplată. Rezistența totală din circuitul de emitor este decisă din condițiile de polarizare în curent continuu, iar porțiunea nedecuplată este aleasă pentru a da o valoare potrivită lui β și a obține astfel amplificarea dorită în bucla închisă.

7.6. Amplificatoare operaționale cu reacție negativă

În fig.7.7 se prezintă circuitul de baza pentru un amplificator cu reacție de tensiune serie. O fracțiune β a tensiunii de ieșire este adusă înapoi la intrare, în serie cu semnalul de intrare, dar în opозиție de fază. Triunghiul din fig.7.7 este simbolul convențional pentru un amplificator operațional (AO). Conexiunile marcate cu "+" și "-" sunt terminalele de intrare, iar al treilea terminal este cel de ieșire. Din considerente de claritate (simplitate) nu au fost figurate bornele de alimentare ale circuitului. Amplificatorul acesta, la fel ca multe amplificatoare integrate, are ieșirea simplă și intrarea diferențială. Cu alte cuvinte, semnalul de ieșire apare între terminalul de ieșire și masa montajului, pe când intrarea răspunde *diferenței de potențial* dintre cele două terminale de intrare. Terminalul marcat cu "+" este intrarea "neinversoare": un semnal pozitiv adus la aceasta intrare relativ la celălalt terminal va da o ieșire de asemenea pozitivă. Terminalul marcat "-" este intrarea "inversoare": un semnal pozitiv relativ la celălalt terminal va da un semnal negativ la ieșire. Dacă se aplică accidental același semnal relativ la pământ (masa montajului) pe ambele intrări în același moment, nu vom avea un semnal de ieșire (pentru AO ideal).

Intrarea diferențială face aplicarea reacției negative foarte ușoară: o fracțiune a tensiunii de ieșire este adusă înapoi la intrarea inversoare, pe când semnalul de intrare este aplicat între intrarea neinversoare și masa. Divizorul de tensiune R_f și R_1 , determină valoarea lui β :

$$\beta = R_1 / (R_1 + R_f)$$

Astfel dacă amplificarea în bucla închisă A este mult mai mică decât amplificarea în bucla deschisă A_0 , vom avea:

$$A = 1/\beta \quad A = (R_1 + R_f) / R_1 \quad (\text{AO în montaj neinversor})$$

Fig.7.8 prezintă un amplificator cu un circuit integrat, funcțional, folosind un amplificator operațional din seria 741, bun pentru experiențe vizând reacția negativă. Acest montaj derivă din cel

prezentat in fig.7.7, la care s-au adăugat circuitul de alimentare si circuitele de cuplaj. Rezistentele de $220k\Omega$ (R_2 si R_3) fixează punctul static de funcționare al amplificatorului integrat, ținând potențialul intrării neinversoare la o tensiune de mijloc între potențialul de alimentare si potențialul masei. Prezenta condensatorului C_3 in divizorul de reacție asigura ca factorul de reacție β in d.c. sa fie egal cu unitatea; astfel ieșirea va urmări nivelul de tensiune al intrării neinversoare si se va așeza la jumătatea tensiunii de alimentare; in aceasta situație circuitul poate amplifica atât semnale de intrare pozitive cât si negative. In c.a. $\beta = R_1/(R_1+R_f)=1/101$. $A = 1/\beta = 1+R_f/R_1 = 101 \cong 100$.

Câștigul in tensiune al amplificatorului cu reacție negativa poate fi măsurat cuplând intrarea la un generator de semnal si comparând semnalele de intrare si de ieșire pe un osciloscop; valorile specificate pentru R_f si R_1 dau o amplificare in bucla închisa de 100. Pentru a examina amplificatorul fara reacție, rezistenta R_1 din divizorul de reacție poate fi scurtcircuitata; acest lucru va elimina reacția negativa, dar nu va modifica punctul static de funcționare d.c. Câștigul de tensiune fara reacție negativa va fi foarte mare (de ordinul 10^5) la frecvente joase (in jurul frecvenței de 100Hz). El va scădea cu creșterea frecvenței, răspuns similar cu cel prezentat in fig.7.3.

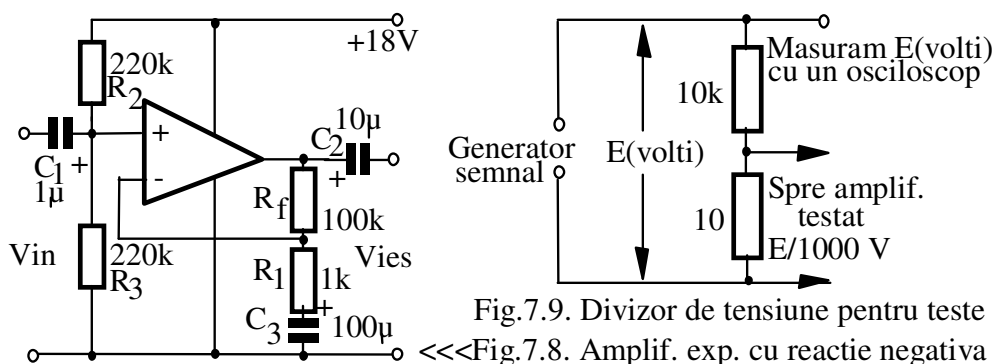


Fig.7.9. Divizor de tensiune pentru teste
 <<<Fig.7.8. Amplif. exp. cu reacție negativa

O cădere neașteptată a câștigului apare la frecvențe sub 100Hz datorită reactanței finite a condensatorului C_3 la frecvențe joase, care va introduce o mică reacție negativa.

Cu reacția in circuit, valoarea lui R_f poate fi schimbată pentru a obține diferite amplificări in bucla închisa, pentru fiecare urmând a testa răspunsul in frecvență (curbele din fig.7.3 sunt un bun ghid pentru rezultatele obținute ca răspuns in frecvență). Tensiunea de alimentare poate fi variată in domeniul $6V...36V$ fara a perturba comportamentul circuitului. Amplificarea in bucla deschisa a amplificatorului operaționalului 741 variază considerabil cu tensiunea de alimentare, astfel ca acest lucru va permite sa demonstrăm proprietatea reacției negative de a stabili câștigul. Cu $\beta = 0,01$ modificarea câștigului in bucla închisa, datorită variației tensiunii de alimentare, este neglijabilă (se observă inșă punând R_1 in scurtcircuit, variații ale amplificării in bucla deschisa, datorită modificării tensiunii de alimentare).

Daca nu dispunem de aparatura necesară măsurării distorsiunilor de neliniaritate, putem folosi un osciloscop cu două canale pentru a compara forma de undă a semnalelor de intrare si de ieșire (studiu calitativ).

Când măsurăm câștigul mare in bucla deschisa, probabil vor fi probleme cu măsurarea tensiunilor mici de intrare ($<1mV$). Multe osciloscopia nu sunt atât de sensibile. Un divizor de potențial conectat la generatorul de semnal va rezolva problema (vezi fig.7.9). Cu valorile prezentate in fig.7.9 semnalul de ieșire va fi divizat de 1000 de ori, eroarea fiind dictată de precizia rezistențelor intrebuintate in divizor. Cu osciloscopul vom măsura tensiunea furnizată de generator si care apoi divizată, va ataca intrarea amplificatorului testat.