EPSICOM

Ready Prototyping

Colecţia HI-FI Sono & Light

EP 0327

Cuprins

Prezentare Proiect
Fişa de Asamblare
1. Funcţionare 2
2. Schema 2
3. Lista de componente 4
4. PCB 4
5. Tutorial – RIAA 5 - 15

RIAA PHONO PREAMPLIFIR WITH JFET

- Avantaj Pret/Calitate
- Livrare rapida
- Design Industrial
- Proiecte Modificabile
- Adaptabile cu alte module
- Module usor de asamblat
- Idei Interesante

Idei pentru afaceri

Hobby & Proiecte Educationale

www.epsicom.com/kits.php
a division of **EPSICO Manufacturing**

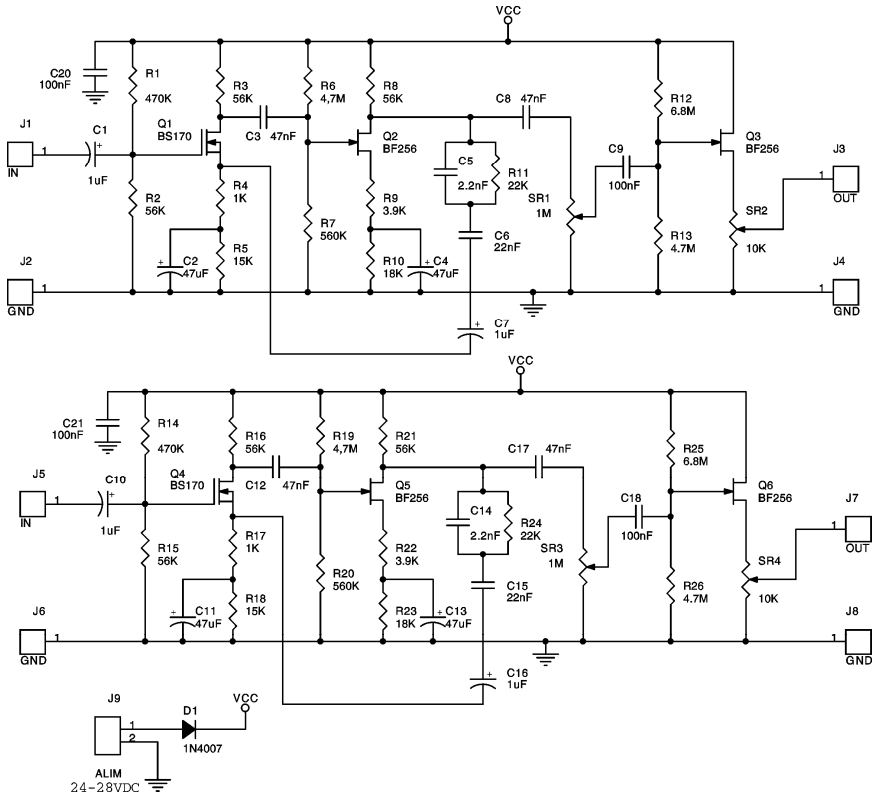
Egalizarea RIAA este specifică înregistrarilor și redarea acestora cu ajutorul fonografelor și a fost stabilită de Recording Industry Association of America (RIAA). Scopul egalizării este de a permite durate de înregistrare mai mari (prin scăderea lățimii medii a fiecărei caneluri), pentru a îmbunătăți calitatea sunetului. Curba de egalizare RIAA pentru redarea discurilor de vinil realizează funcția de corecție standardizată de amplificare, amplificând frecvențele joase și atenuând frecvențele înalte.

Caracteristici:

- **Amplificare la 1KHz 25,5 dB (factor 18,8)**
- **Amplificare la 31Hz 44,7 dB (factor 172)**
- **Tensiune ieșire max. + 12 dB (3,0 Vef) la 1KHz**
  + 13,5 dB (3,5 Vef) la 35Hz
- **Tensiune intr. max. + 13,2 dB (172 mVef) la 1KHz**
  + 31,2 dB (21,8 mVef) la 35Hz
- **Impedanță de intrare 56KΩ**
- **Impedanță de ieșire < 3,3KΩ**

Funcţionare

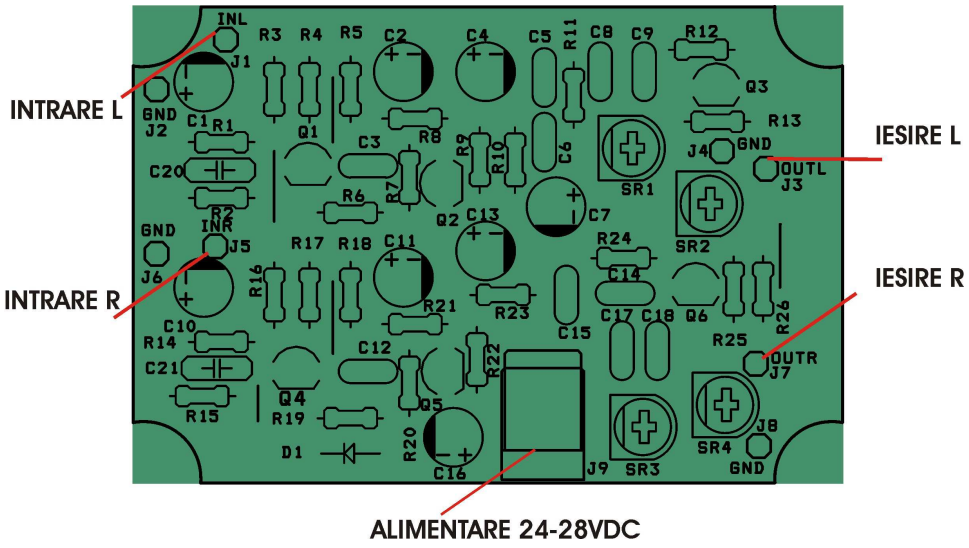
Curbele de transfer ale unui JFET înainte de saturație, seamănă foarte mult cu curba de transfer a unei triode. Aceasta este o regiune foarte liniară și asigură o amplificare curată, fără distorsiuni. Un alt avantaj al unui JFET este că poarta are o impedanță de intrare foarte mare, ceea ce este foarte util în amplificatoarele pentru instrumente muzicale precum chitara, pentru păstrarea frecvențelor înalte. La amplificatoarele cu JFET, impedanța de intrare este determinată de rezistorul de poartă care vine după condensatorul de intrare, astfel că dezavantajul JFET este că uneori pot avea un curent drenă-sursă prea mic amplificarea surselor de semnal cu impedanță mică.
Primul etaj, realizat cu Q1 și Q2, care amplifică semnalul furnizat de doză, este urmat de un filtru, o rețea pasivă formată din componente RC, despre care găsiti mai multe detalii în anexa acestei fișe.
Etajul corector compensează caracteristica de înregistrare a discurilor.
Al treilea etaj, echipat cu tranzistorul Q3, este un amplificator repetor pe sursă, adaptor de impedanță la ieșire.
Conexiunile de la doză la modul se vor face cu fir ecranat.



Schema electrică

Lista de componente

Nr.Crt.	Componenta	Denumire	Valoare	Cant
1	C1,C7,C10,C16	Condensator POL	1µF	4
2	C2,C4,C11,C13	Condensator POL	47µF	4
3	C3,C8,C12,C17	Condensator NP	47nF	4
4	C5,C14	Condensator NP	2.2nF	2
5	C6,C15	Condensator NP	22nF	2
6	C9 ,C18,C20,C21	Condensator NP	100nF	4
7	D1	Diodă	1N4007	1
8	J1,J2,J3,J4,J5,J6,J7,J8	Conector	Conector	4
9	J9	CON2	ALIM	1
10	Q1,Q4	Tranzistor	BS170	2
11	Q2,Q3,Q5,Q6	Tranzistor	BF256	4
12	R1,R14	Rezistență	470KΩ	2
13	R2,R3,R8,R15,R16,R21	Rezistență	56KΩ	6
14	R4,R17	Rezistență	1KΩ	2
15	R5,R18	Rezistență	15KΩ	2
16	R6,R19	Rezistență	4,7MΩ	2
17	R20,R7	Rezistență	560KΩ	2
18	R9,R22	Rezistență	3.9KΩ	2
19	R23,R10	Rezistență	18KΩ	2
20	R11,R24	Rezistență	22KΩ	2
21	R25,R12	Rezistență	6.8MΩ	2
22	R26,R13	Rezistență	4.7MΩ	2
23	SR1,SR3	Semireglabil	1MΩ	2
24	SR2,SR4	Semireglabil	10KΩ	2



Amplasarea componentelor

Acest produs se livrează în varianta asamblată sau în varianta circuit imprimat + componente în scopuri educaționale.

Dacă doriţi să aflaţi mai multe despre produsele noastre, vizitaţi situl **www.epsicom.com**
Dacă aţi întâmpinat probleme cu oricare dintre produsele noastre sau dacă doriţi informaţii suplimentare, contactaţi-ne prin e-mail **office@epsicom.com**
Pentru orice întrebări, comentarii sau propuneri de afaceri nu ezitaţi să ne contactaţi pe adresa **office@epsicom.com**
31 Sararilor Street I 200570 Craiova, Dolj, Romania I 0723.377.426, 0743.377.426

Corecția RIIA

Până la apariția CD-ul, mulți audiofili știau ce este egalizarea RIAA sau cum arăta curba RIAA EQ și de ce a fost aplicată.
Caracteristica de egalizare a discului de vinil introdusă în anii 1950 pentru a standardiza ceea ce anterior fusese o anarhie a diferitelor ecuații.
Vinilul a revenit, un nou val de audiofili discută subiectul egalizării sunetului înregistrat pe discuri, apar dezbateri despre „constanta de timp Neumann". Iată o scurtă istorie a teoriilor din spatele egalizării discurilor RIAA/IEC (International Electrotechnical Commission) care vă vor aduce la curent, cu tot ceea ce audiofilul trebuie să știe cu adevărat despre subiect.

Istoria egalizării sunetului de pe discurile gravate

Au existat nouă „standarde" de înregistrare a discurilor, au fost utilizate peste 100 de tipuri de corecție a frecvențelor (Columbia, Decca, Europa, Victor, BBC, Nab, Orthacoustic, World, Columbia LP, FFRR, AES, ...), un haos este tipic unei economii de piață liberă, pentru monopolizarea pieței. Între 1949 și 1961, British Broadcasting Corporation a folosit trei „standarde" utilizate simultan, dintre care niciunul nu a fost internaționalizat, producătorii și-au păstrat metodele secrete pentru a nu-și efecta avantajul competitiv, pentru a se impune și domina piața înregistrărilor muzicale. Practicile de egalizare a înregistrărilor au fost datorite utilizarii diverselor tipuri de captoare de sunet, pentru reproduceri ale unor stiluri muzicale sau reproduceri de fidelitate ale unor tonalități cu modulații complexe.

Atât înregistrările cât și reproducerile cu corecții diferite au dus însă, inevitabil, la rezultate nemulțumitoare pentru beneficiarii finali, melomanii.

În 1955 au fost stabilite două standarde internaționale, pentru înregistrările grosiere și pentru înregistrările microgroove pe care majoritatea oamenilor îl numesc cu numele organizației care a promovat-o, **R**ecording **I**ndustries **A**ssociation of **A**merica, pe scurt „RIAA" . Curba de egalizare RIAA a fost propusă ca standard industrial la nivel mondial pentru înregistrări.

Probleme întâmpinate de producători

La înregistrare, odată cu creșterea frecvențelor, amplitudinea semnalului scade iar pentru frecvențe scăzute, bas, amplitudinea semnalului crește. Astfel că atenuarea frecvențelor joase sub aproximativ 250Hz pentru capul de înregistrare a fost necesară, întrucât modularea basului devine excesivă iar acul de înregistrare poate intra în canal de înregistrare alăturat.
La redarea cu un pickup cu cap magnetic, cu răspuns mic în regiunea basului, a fost necesară o creștere complementară a amplitudinii frecvențelor joase, astfel că reproducerea devine mai realistă și multe dintre instrumentele muzicale s-au remarcat la adevărata lor tonalitate.
Tehnologia a avansat, au apărut înregistrări cu gravare laterală și gravare verticală, astfel ca Asociația Națională a Radiodifuzorilor (NAB) a încercat standardizarea pentru înregistrări gravate lateral și vertical, pe care însă producătorii de discuri de 78 rpm, precum și primii producători de LP le-au ignorat, având un specific de înregistrare local, în studiouri de radiodifuziune.

Odată cu apariția discurilor LP, înregistrări stereofonice, Curba RCA Victor New Orthophonic se încadra în toleranțele curbelor NAB / NARTB, Columbia LP și AES și a devenit în final predecesorul tehnic al curbei RIAA. Mai multe standarde din întreaga lume au adoptat aceeași curbă de redare - identică cu curba RCA Victor New Orthophonic - care a devenit standard pe toate piețele de înregistrări naționale și internaționale. Deși aceste standarde erau identice, nu a fost folosit denumit prin acord ci a fost numit pur și simplu „RIAA" , adoptat prin acord tacit, o denumire ușor de reținut.

Succesul a fost parțial accidental, echipamentul de înregistrare a dictat egalizarea, nu invers și a fost conceput folosind principiile științifice pentru a oferi un „răspuns plat de frecvență" (liniar) pentru înregistrare și redare de pe discuri gravate utilizând *echipamente electronice*. Pentru toate înregistrările anterioare anului 1955, exista o mare „problemă de egalizare".

Reproduceri de fidelitate

Principiul minimizării șuieratului șanțului
Am ajuns acum la problemele de reproducere cu fidelitate a sunetului din șanțuri la care cu siguranță vor fi numeroase progrese în următorii câțiva ani.
Neregularitățile din pereții canelurii, molecule individuale de PVC în cazul LP-uri de vinil, particule de praf, provoacă un șuierat, pe care trebuie să îl eliminăm la sursă. Șuieratul constant nu este cea mai mare problemă, ci mai degrabă crăpăturile, zgârieturile și depunerile pentru care există modalități de a le corecta. Modalitatea de a reduce șuierul de bază de pe un singur disc este de a colecta sunetul din cât mai mulți dintre pereții cu șanț modulat.

Ace de redare „moi”

Tindem instinctiv să gândim în termeni de redare a unui disc de șelac mono-tăiat lateral, cu un pickup electric echipat cu un ac de diamant., însă în decursul timpului au fost utilizate și ace de bambus și, indiferent de părerea noastră despre tehnologie, am putea aprecia doar lipsa zgomotului de suprafață (reproduceri transferate de pe un gramofon acustic pe discuri compacte de Compania de discuri Nimbus).

Pentru utilizatorii obișnuiți cu acele din diamant și safir, este necesar să explicăm ce stă în spatele acestei idei.

Se folosește termenul de ac „moale” pentru orice ac de doză mai moale decât materialul de înregistrare, este un termen comun pentru ace cunoscute sub numele de „bambus”, „spin” sau „fibră” și se referă la duritatea fizică.

Majoritatea discurilor gravate lateral cu șelac au fost proiectate pentru a fi abrazive, deoarece trebuiau să fie capabile să tocească un ac de oțel, pentru a nu distruge șanțurile care altfel ar fi generat un zgomot suplimentar de suprafață.

Colecționarii conștienți de calitate au folosit în schimb ace moi obținute din diferite plante și tratate în diferite moduri, din coajă exterioară de bambus, tăiată triunghiular în secțiune transversală, suficient de ascuțit pentru a se potrivi oricărui canal de înregistrare.

Au urmat ace mai mici „de spin” șlefuite conic pentru pick-up-uri electrice ușoare,.

Comercianții specialiști au furnizat ace impregnate cu diverse substanțe chimice și s-au depus eforturi mari pentru a obține un echilibru optim între lubrifiant (când acul era relativ moale) și uscat (când acul era mult mai greu, reproducea frecvențele înalte).

Având un vârf foarte fin la un unghi de 10° pentru a genera mai puține distorsiuni, utilizatorii imitau sferoidul lui Edison sau ace din diamante țșlefuite „eliptic”, șuieratul a fost atenuat și de forma acului, care a afectat reproducerea frecvențelor înalte și a însemnat mai puțină tensiune între ac și canelură, deci o uzură mai mică la frecvențe înalte.

Egalizarea RIAA

Este metoda de înregistrare cu atenuare a frecvențelor joase și amplificare a frecvențele înalte, iar la redare, se întâmplă opusul. Rezultatul net este un răspuns de frecvență liniar, dar cu atenuarea zgomotului de frecvență înaltă, cum ar fi șuieratul și pocniturile care apar pe suportul de înregistrare.

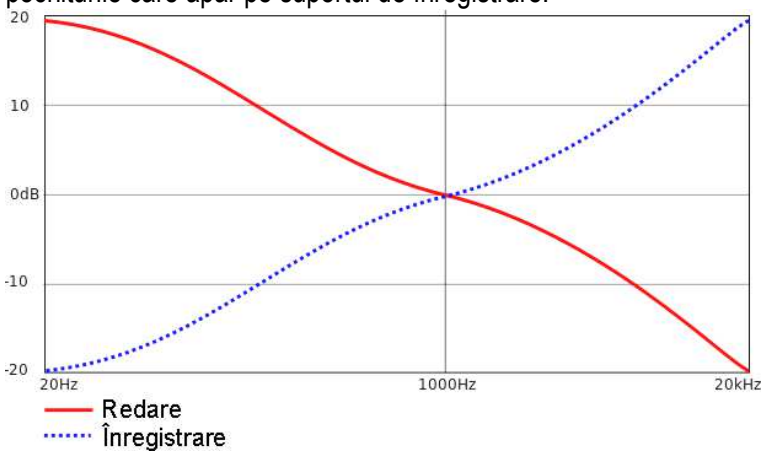


Figura 1 – *Curbele de egalizare RIAA*

Atenuarea frecvențelor joase limitează, de asemenea, amplitudinea semnalului pe care cursa acului le face pe canelură. Lățimea canelurilor este astfel redusă, permițând mai multe caneluri să se încadreze într-o anumită suprafață, rezultând timpi de înregistrare mai lungi, solicitările mecanice ale acului pe caneluri care ar putea provoca distorsiuni se reduc.

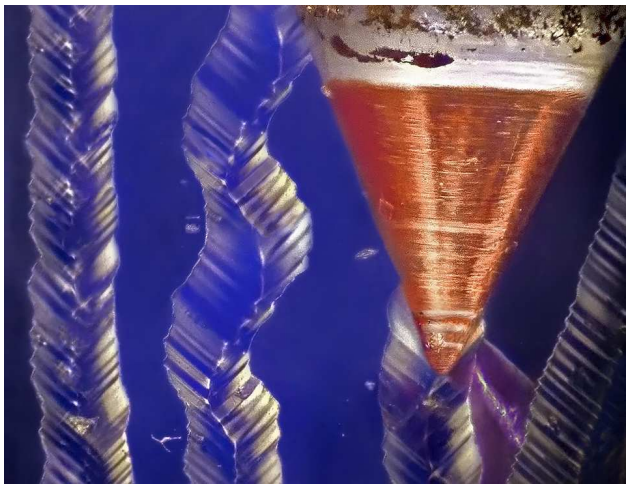
Un potențial dezavantaj al sistemului este că zgomotul din mecanismul de acționare al platoului de redare este amplificat de creșterea frecvenței joase care apare la redare. Prin urmare, pick-up-urile trebuie să fie proiectate pentru a limita zgomotul, pe care mult egalizarea RIAA nu îl poate elimina.

Egalizarea redării RIAA nu este un simplu filtru trece-jos. Acesta definește punctele de tranziție în trei locuri: 75 μs, 318 μs și 3180 μs, care corespund frecvențelor 2122 Hz, 500 Hz și 50 Hz (valori rotunjite). Matematic, funcția de transfer pre-accent este exprimată după cum urmează, unde T 2 = 318 μs, etc.

Necesitatea egalizării frecvențelor înregistrate pe discuri a fost generată de natura capului de gravare (tăiere, înregistrare) folosit precum și de doza de redare a sunetului înregistrat prin gravare pe șanțurile discului, ambele capete fiind traductoare electromecanice.

Pentru început, să observăm tipul de mișcări pe care acul le are în canalul de înregistrare.

Ideal ar fi ca amplitudinea sa fie constantă atât la 100Hz de exemplu, pe un spațiu lateral cât mai mic, cât și la 10KHz, adică o înregistrare mono sau stereo în care semnalul este la amplitudine egală și în fază pe ambele canale, astfel încât să producă mișcare laterală perfectă a acului de gravare (stylus).



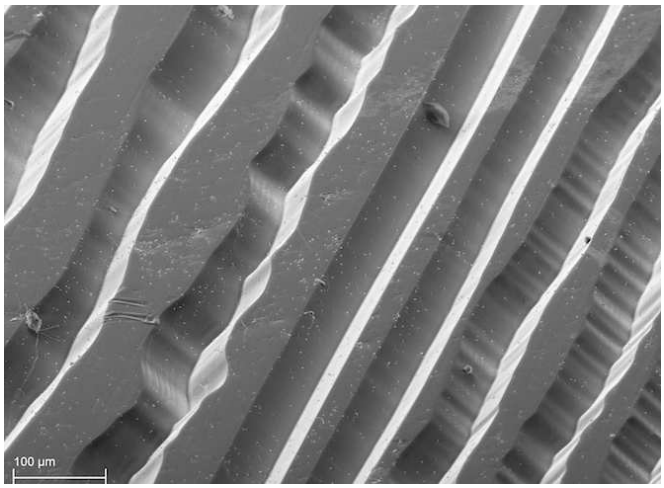


Figura 2 – *Sanțuri pe discurile gravate*

Pentru a grava un sanț de înregistrare cu o caracteristică de amplitudine constantă, nu este suficient să se furnizeze un semnal cu amplitudine constantă în domeniul de frecvență audio către capul de gravare ci să se genereze un semnal cu amplitudinea proporțională cu tensiunea de intrare.

Fiind un traductor electromecanic, viteza de deplasare a acului de gravare este limitată. În figura 3 se observă două unde sinusoidale, în fază, a doua având frecvența dublă față de prima.

Deoarece viteza de deplasare pe sinusoidă trebuie sa fie proporțională atât cu amplitudinea cât și cu frecvența, amplitudinea undei sinusoidale cu frecvență mai mare va fi jumătate din cea a undei de frecvență mai mică pentru ca viteza de deplasare pe contur să fie egală pentru cele două sinusoide. Rezultă că, dacă comandăm acul de gravare cu un semnal, componentele de frecvență mai mare vor fi gravate pe sanț la o amplitudine mai mică decât componentele de joasă frecvență.

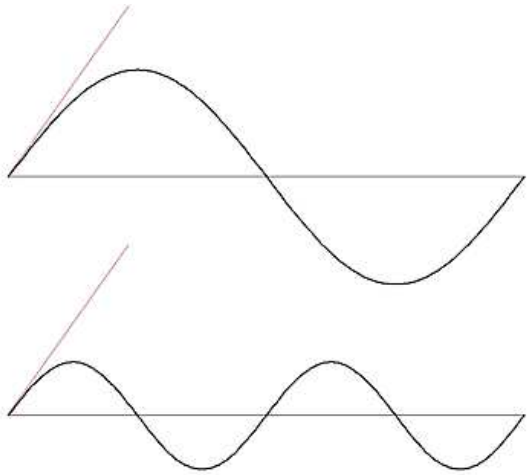


Figura 3 - *Două semnale sinusoidale, cea de-a doua cu frecvență dublă decât prima. Amplitudinea modulației canelurii se înjumătățește pentru fiecare dublare a frecvenței.*

Pentru a preveni acest lucru, se aplică preaccentuarea adică o egalizare electronică aplicată semnalului aplicat capului de gravare. Ideal ar fi ca această egalizare să dubleze tensiunea semnalului pentru fiecare dublare a frecvenței, echivalentă cu o creștere de 6 dB/octavă pe toată gama de frecvențe sonore, așa cum se observă in figura 4.

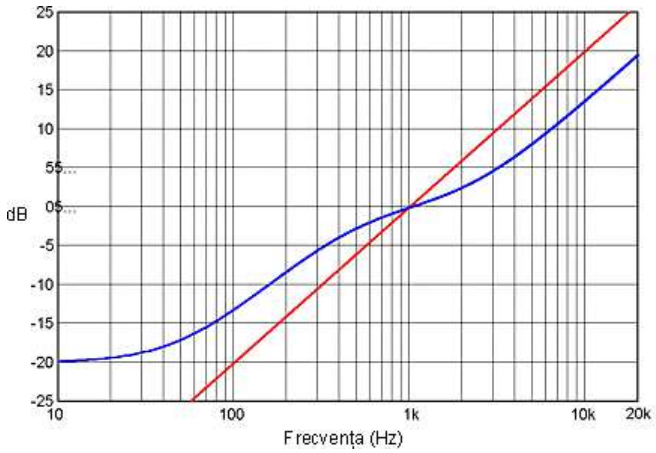


Figura 4 - *Curba de preemfazare (înregistrare) RIAA (albastră), cu egalizarea + 6dB/octavă necesară pentru o gravare cu amplitudine constantă reală (roșu).*

Linia roșie față de curba reală de preemfazare RIAA (albastră), care nu oferă o gravare exactă cu amplitudine constantă, ci o aproximare corectă a acesteia. Motivul pentru care nu s-a adoptat o corecție reală a amplitudinii constante este că ar necesita o amplificare de 60dB la 20kHz față de 20Hz, echivalent cu câștig de 1000, în timp ce curba RIAA necesită doar aproximativ 40dB de amplificare, echivalent cu câştig de 100.
Deoarece dozele captoare utilizate pentru redarea înregistrărilor sunt traductoare electromagnetice, acestea acționează identic cu traductorul de gravare însă invers, generând o tensiune de ieșire proporțională cu viteza modulației gravate în șanțuri. Pentru a restabili un răspuns de frecvență liniar, trebuie egalizat semnalul la redare (de- *accentuarea*) care este inversul egalizării semnalului la înregistrare.
Curbele RIAA de preaccentuare și deaccentuare sunt definite de trei constante de timp *T*, fiecare dintre ele fiind determinată de o frecvență de tăiere *f* în răspunsul de amplitudine, calculate cu ecuația:

$$f = \frac{1}{2\pi T}$$

Aceste constante de timp (3180 µs, 318 µs și 75µs) și frecvențele limită respective (50,05 Hz, 500,50 Hz și 2.122Hz) sunt descrise în pe curba roșie din **Figura 5**, care descrie aproximarea în linie dreaptă a curbei RIAA (la redare), alături de curba reală (albastră).

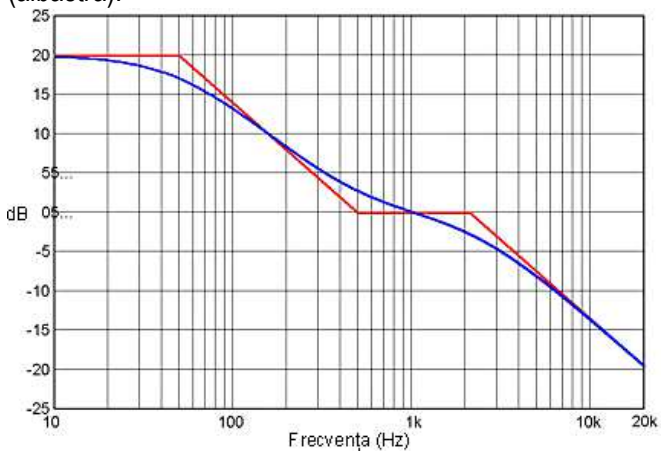


Figura 5 - Curba de redare RIAA

De menționat că aceasta este imaginea în oglindă a curbei de preaccentuare din **Figura 4**, astfel că cele două curbe sunt complementare: aplicarea deaccentuării la redare anulează efectul preaccentuării aplicat în timpul gravării, pentru a rezulta în final un răspuns liniar.

Suplimentar, în septembrie 1976, IEC s-a propus atenuarea frecvențelor sub 20Hz prin adăugarea unei a patra constante de timp (7950µs, care corespunde la 20,02Hz) care impunea o atenuare de 6dB/octavă la frecvențe infrasonice, pentru a reduce nivelurile de frecvențe infrasonice generate de deformări și ondulații de înregistrare, zgomotelor si vibrațiilor produse de motor, însă opinia generala a fost că este o absurditate, că aceste frecvențe pot fi eliminate cu un simplu corector de ton.

În figura 6 se compară caracteristica originală de redare RIAA/IEC (albastră) cu revizuirea IEC (portocaliu) și prezintă grafic diferența dintre ele de la 1 la 100Hz. Se observă că constanta de timp de redare suplimentară introduce erori semnificative de răspuns în intervalul sonor (3,0 dB la 20Hz, 1,0 dB la 40Hz, 0,5 dB la 60Hz) iar atenuarea la 13Hz (frecvența rezonanței

fundamentale a brațului) este de doar 5,3 dB sau 0,54 ori iar la 4Hz (frecvența tipică de înregistrare-ondulare) este de 14,2 dB adică de 0,20 ori.

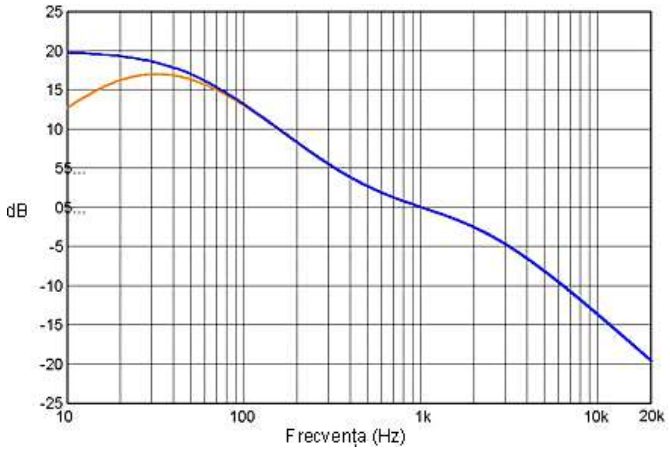


Figura 6 - *Curba de deblocare RIAA, curba portocalie arătând efectul constantei de timp IEC suplimentare*

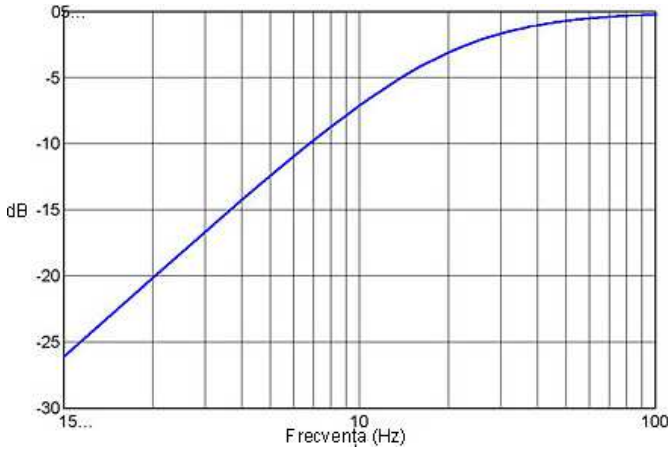


Figura 7 - *Diferența introdusă de constanta de timp IEC suplimentare până la 100Hz.*

Când totul parea că s-a așezat în materie de standarde, au apărut îngrijorări cu privire la performanța de fază de înaltă frecvență a circuitelor de egalizare a discurilor și se propune compensarea „constantei de timp cu ultrasunete Neumann”, denumit „polul 4 Neumann”. Au apărut însă imediat criticile, s-a subliniat că preaccentuarea curbei RIAA dincolo de 20 kHz era practic imposibil de realizat și ar provoca deteriorarea capului de tăiere.

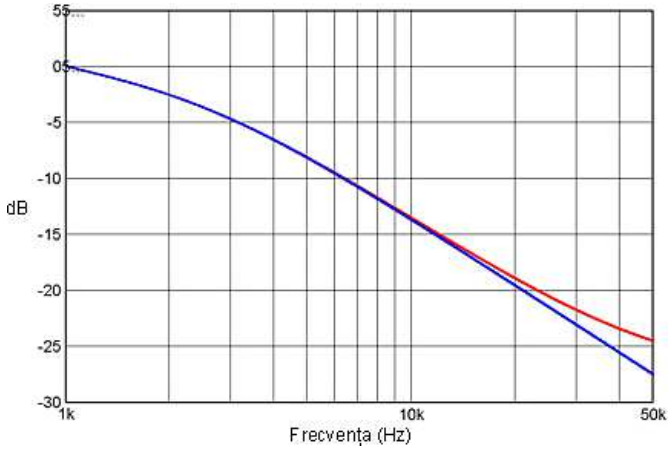


Figura 8 - *Schimbarea egalizării RIAA (albastru) rezultată din încorporarea „corecției Neumann” de 3.18µs (roșu).*

În Figura 8 se arată că aplicarea acestei corecții face o diferență mică față de răspunsul de frecvență în domeniul audio, diferența fiind de numai 0,17 dB la 10 kHz și doar 0,64 dB la 20 kHz. Așadar, justificarea acestei corecții s-a bazat uneori mai mult pe efectele distorsiunii fazei în bandă. Dacă ne uităm mai atent, afirmațiile despre fază sunt adesea naive și false.

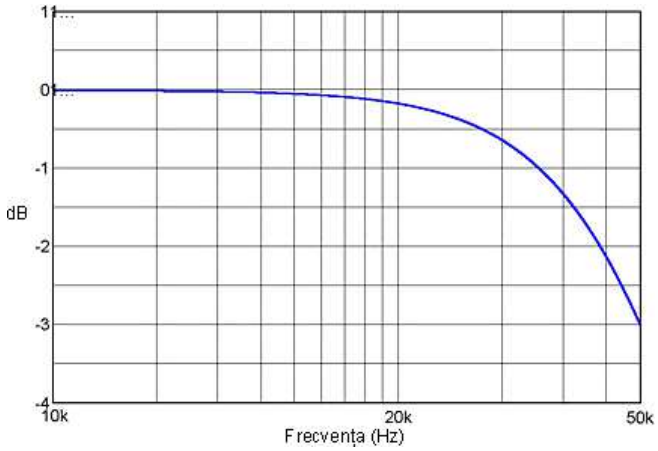


Figura 9 - *Diferența dintre curbele roșii și albastre din fig.6. Schimbarea amplitudinii la 20 kHz este de 0,64 dB.*

Se observă că *diferența de* fază (intrare-ieșire) și *distorsiunea de* fază (schimbarea formei de undă complexe, muzica) nu sunt același lucru. În Figura 9 se observă diferența de fază care rezultă din adăugarea unui pol de 3,18µs la caracteristica înregistrării RIAA, pe scara de frecvență logaritmică. Se observă cu ușurință diferențe de fază de 5,7° la 5kHz și 21,8° la 20kHz și că "înalta fidelitate" a ieșit prectic din grafic, dar asta nu mai contează.

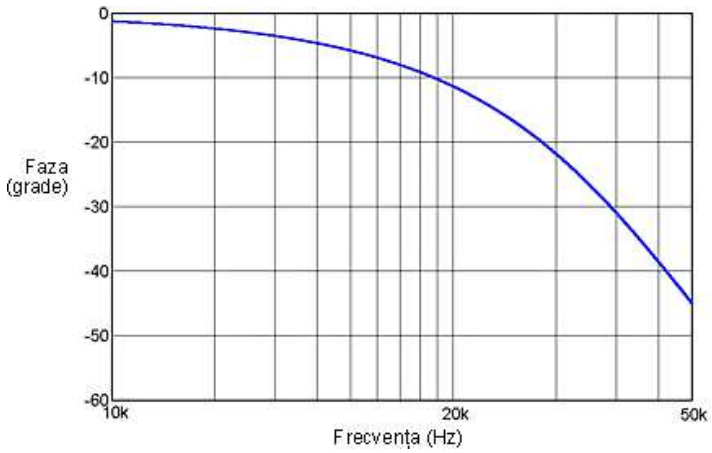


Figura 10 - *Schimbarea de fază asociată cu răspunsul de amplitudine din Figura 9, pe scara logaritmică de frecvență.*

Pe scara liniară de frecvență (Figura 11), se observă o diferență clară. Linia dreaptă trasată pe acest grafic reprezintă panta inițială a curbei de fază, care este de 1,14° la 1000Hz, adică o întârziere constantă, independentă de frecvență, de 3,18µs (identică cu constanta de timp a filtrului), care poate fi redusă fără a introduce nicio distorsiune de fază.

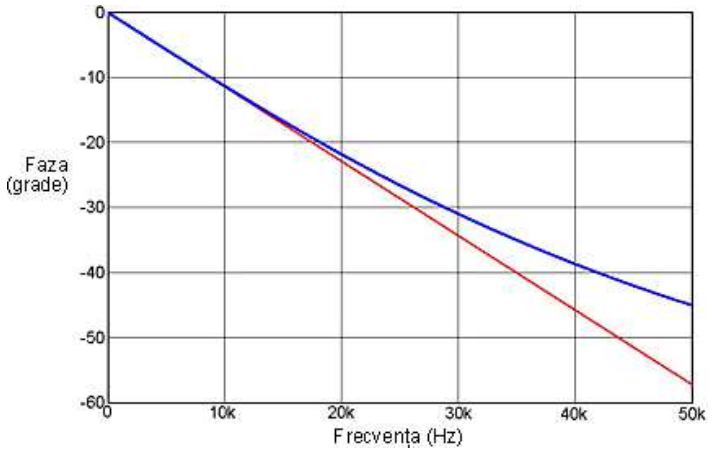


Figura 11 - *Curba de fază din Figura 10 pe o scară de frecvență liniară, față de o dreaptă (roșie) pentru a arăta panta inițială.*

Ceea ce va introduce distorsiunea de fază este diferența de fază dintre această linie și curba de fază, care este reprezentată în fig.10. Din aceasta vedem că eroarea de fază la 5kHz este de fapt doar 0,015 ° (echivalentă cu o eroare de timp mai mică de 0,01µs) și la 20kHz doar 1,1 ° (echivalent cu o eroare de timp de 0,15µs).

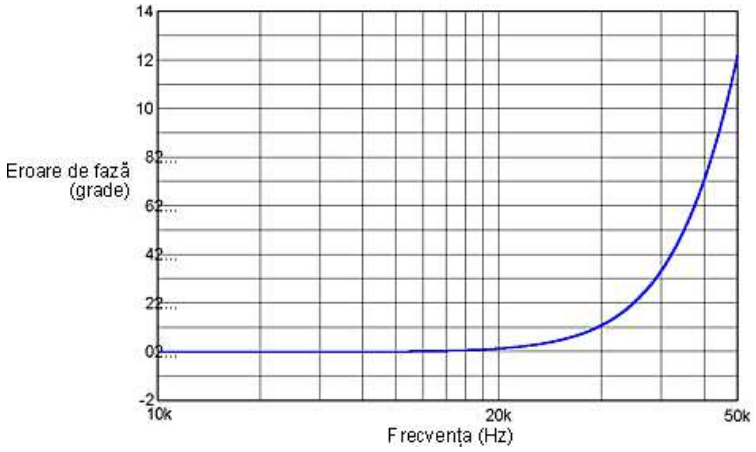


Figura 12 - *Diferența dintre urmele albastre și roșii din fig.9. Doar această diferență dă naștere la distorsiuni de fază.*

O altă analiză ar fi prin reprezentarea grafică a ceea ce este cunoscut sub numele de întârziere de grup - panta negativă a curbei fazei *vs* frecvenței (Figura 10). Întârzierea inițială a grupului de 3,18µs corespunde cu cea identificată în fig.10. Dacă scădem acest lucru, atunci cea mai mare eroare de întârziere în grup este de 0,44 µs la 20 kHz, peste domeniul audio.

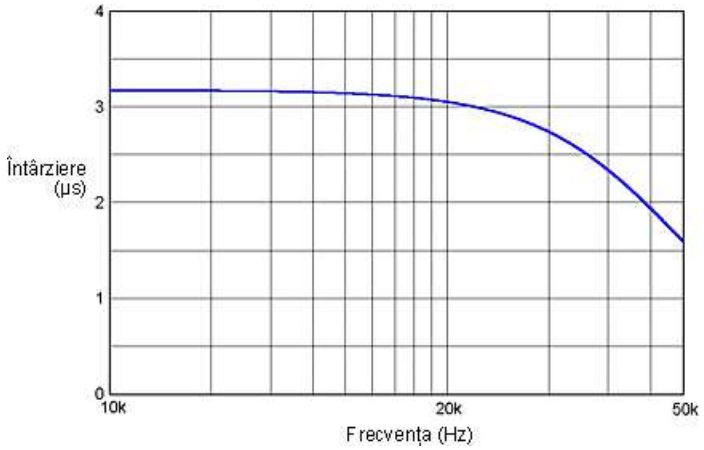


Figura 13 - *Întârziere de grup vs frecvență pentru răspunsul de amplitudine din fig.7. Acesta este un alt mod de a descrie distorsiunea de fază introdusă de eroarea de amplitudine.*

Concluzii

Există o serie de obiecții împotriva încorporării „corecției Neumann" în circuitele de redare RIAA.
Cea mai vehementă critică a „corecției Neumann", așa cum este descrisă, este că presupunerea sa de bază este greșită, că un pol de 3,18µs adăugat la egalizarea de înregistrare ale gravatoarelor Neumann este inexactă, „polului Neumann 3.18µs" pare a fi o poveste fără sfârșit.

Exemplu: Răspunsul de amplitudine simulat în SPICE pentru o rețea RC înainte de amplificator, este mai mic de 0,1 dB la 20 kHz, comparativ cu +0,64 dB din „corecția Neumann" la această frecvență. Deci, „corecția" se *adaugă de* fapt la eroarea de amplitudine în bandă, nu duce la reducerea acesteia. Reduce foarte puțin distorsiunea de fază, însă este aproape sigur imperceptibil.

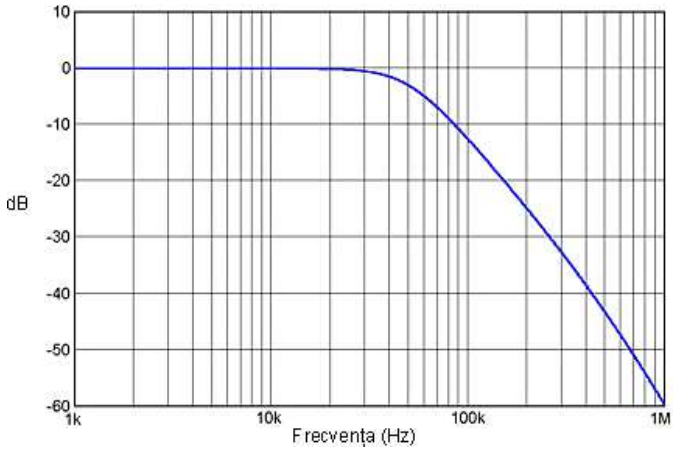


Figura 14 - *Răspunsul amplitudinii față de frecvență al filtrului de intrare a amplificatorului de tăiere Neumann este destul de diferit de cel asumat de „corecția Neumann" din fig.6.*

Folosirea expresiei „al patrulea pol” pentru a motiva adăugarea unei alte constante de timp pentru înregistrări cu corecții RIAA la frecvențe ultrasonice este un termen greșit.

Sunt încă multe surse de surse de eroari amplitudine- fază, cauzate de interacțiunea electrică între doza de redare și greutatea brațului, ca urmare a rezonanței dintre masa efectivă a acului dozei și elasticitatea vinilului de înregistrare sau introduse de amplificarea sistemului prin difuzoare. Toate acestea fac ca amplitudinea de înaltă frecvență și performanța de fază a lanțului complet de înregistrare și redare să fie extrem de complexe și imposibil de previzionat, de corectat cu un filtru fix.

Practic, un astfel de corector de fază reglabil ar trebui să fie digital, însă nu se potrivește deloc cu redarea analogică a discurilor. Curba de redare RIAA nu are nevoie de modificări.

Circuitele de filtrare sunt descrise printr-o ecuație matematică numită funcție de transfer, care, în formă generală, este un raport de două polinoame într-o variabilă notată s ($s = jw$, unde w este frecvența unghiulară ($2\pi f$) și j este rădăcina pătrată a ?? 1). Curba de preemfazare RIAA are funcția de transfer

$$\frac{(sT_1+1)(sT_3+1)}{sT_2+1} = \frac{s^2T_1T_3 + s(T_1+T_3)+1}{sT_2+1} \qquad (1)$$

Unde T_1=3180μs. T_2=318μs și T_3=75μs

Această ecuație descrie raportul dintre tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare și poate fi rezolvată pentru a determina răspunsurile de amplitudine și fază față de frecvență.

Curba RIAA îmbunătățită

Standardul oficial RIAA definește trei constante de timp cu pre-accent crescut mult peste 75 µs, împosibil de transpus în practică. Limitările inerente ale lățimii de bandă ale echipamentului de înregistrare și ale amplificatorului de tăiere și-au impus propria limită superioară superioară caracteristicii de pre-accentuare, așadar în definiția RIAA nu a fost inclusă nicio limită superioară oficială.

În prezent, sistemele moderne au o lățime de bandă potențială mult mai mare, peste frecvența benzii audio (> 20 kHz). Așa-numita curbă „RIAA îmbunătățită” sau curba „eRIAA” încearcă să ofere corecție complementară pentru constante de timp neoficiale la redare.

Proiectarea filtrului de egalizare RIAA

Se prezintă câteva ecuații și procedura de calcul a valorilor componentelor circuitului pentru un preamplificator cu egalizare RIAA activă. Vom utiliza ca model o schemă de amplificator cu filtru RIAA (model Lipshitz) însă ecuațiile se aplică și altor rețele RIAA cu condiția ca rețeaua să aibă aceeași topologie ca rețeaua de reacție din Figura.

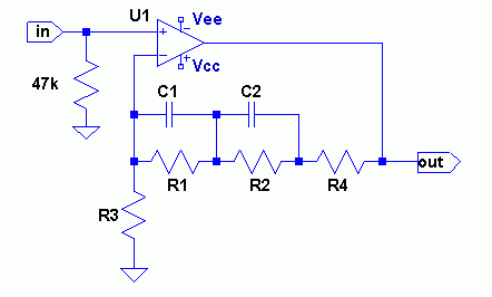


Figura 15 – *Topologia de bază a circuitului RIAA*

Considerații practice

Chiar dacă analiza este complexă și uneori dificil de urmărit, se ia în considerare și modificarea standardului IEC la standardul RIAA. Aceasta introduce două constante de timp suplimentare la frecvențe joase, făcând formulele mai complexe decât ar fi necesar. Amendamentul IEC prevede un singur pol de joasă frecvență la 20 Hz pentru a reduce zgomotele și distorsiunile, chiar dacă circuitele de corecție de ton pot oferi performanțe îmbunătățite în această zonă utilizând un filtru separat de ordinul al doilea sau al treilea, posibil cu o frecvență de tăiere mai mică decât valoarea de 20 Hz specificată de IEC.

Se urmărește evitarea constrângerile practice care pot împiedica egalizarea exactă, astfel că se permite proiectantului să aleagă valorile condensatorului, apoi să calculeze valorile rezistențelor. Motivul este că rezistențele au valori standard mai apropiate decât cele ale condensatoarelor.

Se va arăta mai târziu că, odată aleasă frecvența acestui zero, raportul celor doi condensatori C1 și C2 din Figura 1 este determinat în mod unic. Prin urmare, este posibil să alegeți frecvența zero, astfel încât raportul condensatorului să corespundă exact raportului valorilor nominale ale condensatorului standard.
Exemplul specific discutat aici folosește constanta de timp Neumann pentru a determina frecvența dorită a zero suplimentar, dar având în vedere natura controversată a acestei abordări, exemplul ar trebui tratat ca fiind doar pentru scopuri ilustrative.
Analiza de aici oferă formule explicite pentru valorile componente necesare și astfel permite crearea familiilor de rețele.

Abordare generală
Analiza furnizată aici utilizează o abordare modernă de sinteză a rețelei pentru a obține formule explicite simple pentru fiecare valoare componentă individual.
Chiar dacă nu intenționați să utilizați egalizarea activă, puteți totuși să proiectați o rețea inversă RIAA pentru testare.
Abordarea descrisă aici funcționează atât pentru proiectarea activă a preamplificatorului fono RIAA, cât și pentru proiectarea rețelelor RIAA inverse.
Vom presupune că utilizăm un amplificator ideal. Se vor analiza erorile care pot fi introduse de câștigul finit în buclă deschisă DC și produsul cu lățime de bandă câștig finit al amplificatorului.

Proiectare
Funcția de transfer pe care dorim să o implementăm este:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A_0(1+sT_2)\cdot(1+sT_4)}{(1+sT_1)\cdot(1+sT_3)} = \frac{s^2T_1T_3 + s(T_1+T_3)+1}{sT_2+1} \qquad (2)$$

Unde: $T_1=3180\mu sec$, $T_2=318\mu sec$, $T_3=75\mu sec$, T_4=variabilă , A_0= Câștigul în buclă închisă la joasă frecvență

(50,05 Hz, 500,50 Hz și 2.122Hz)

definim: $f_1 = \frac{1}{T_1} = 314.47\cdot 10^3$, $f_2 = \frac{1}{T_2} = 3.14\cdot 10^3$, $f_3 = \frac{1}{T_3} = 13.33\cdot 10^3$, $f_4 = \frac{1}{T_4}$
$\omega_1 = 2\pi f_1$, $\omega_2 = 2\pi f_2$, $\omega_3 = 2\pi f_3$, $\omega_4 = 2\pi f_4$
Constantele de timp T_1, T_2 și T_3 sunt cele specificate în RIAA iar T_4 este constanta de timp suplimentară amintită anterior.
Pentru un amplificator opțional ideal, reducem problema la găsirea valorilor R și C ale rețelei de reacție.
Valorile componentelor sunt exprimate în termeni de factor de scară de impedanță R_{scale}.
Setul tuturor rețelelor posibile poate fi determinat prin variația R_{scale} și k.
Pentru a obține valorile reale ale componentelor, se aleg mai întâi C_1 și C_2, care determină apoi R_{scale} și ω_4.
Valorile pentru rezistențe și condensatoare sunt date de:

$$R_1 = \frac{R_{scale}(\omega_2-\omega_1)\cdot(\omega_4-\omega_1)}{\omega_1(\omega_3-\omega_1)} \qquad (3)$$

$$C_1 = \frac{(\omega_3-\omega_1)}{R_{scale}(\omega_2-\omega_1)\cdot(\omega_4-\omega_1)} \qquad (4)$$

$$R_2 = \frac{R_{scale}(\omega_3-\omega_2)\cdot(\omega_4-\omega_1)}{\omega_3(\omega_3-\omega_1)} \qquad (5)$$

$$C_2 = \frac{(\omega_3-\omega_1)}{R_{scale}(\omega_3-\omega_2)\cdot(\omega_4-\omega_3)} \qquad (5)$$

$$R_3 = \frac{R_{scale}}{k+1} \qquad (6)$$

$$R_4 = \frac{kR_{scale}}{k+1} \qquad (7)$$

$$A_0 = \frac{(1+k)\omega_2\omega_4}{\omega_1\omega_3} \qquad (8)$$

$$R_1C_1 = \frac{1}{\omega_1} = T_1 \qquad (9)$$

$$R_2C_2 = \frac{1}{\omega_3} = T_3 \qquad (10)$$

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{(\omega_2-\omega_1)\cdot(\omega_4-\omega_1)}{(\omega_3-\omega_2)\cdot(\omega_4-\omega_3)} \qquad (11)$$

Presupunem că ω_4=3,18µs, reciproca așa-numitei constante de timp Neumann $\omega_4 = \frac{1}{T_4} = 314\cdot10^3$

$\omega_1 = \frac{1}{T_1} = 314.47\cdot10^3$, $\omega_2 = \frac{1}{T_2} = 3.14\cdot10^3$, $\omega_3 = \frac{1}{T_3} = 13.33\cdot10^3$

Înlocuind cu valori => $\frac{C_2}{C_1} = \frac{(\omega_2-\omega_1)\cdot(\omega_4-\omega_1)}{(\omega_3-\omega_2)\cdot(\omega_4-\omega_3)} = 0.2898$ sau $\frac{C_1}{C_2} = 3.4507$

Alegem valorile C_1 și C_2 astfel încât raportul lor să fie cât mai aproape de raportul ideal dat de ecuațiile de mai sus, însă pot apărea erori pentru valori ale condensatoarelor ale căror valori nu vor rezulta într-un raport exact precum și datorită ignorării lui ω_4 care este este în afara intervalului audio. Vom retuşa eroarea prin calcularea lui ω_4 din raportul C_1/C_2, folosind ecuația:

$$\omega_4 = \frac{\frac{\omega_3(\omega_3-\omega_2)\cdot C_2}{(\omega_2-\omega_1)\cdot C_1} - \omega_1}{\frac{(\omega_3-\omega_2)\cdot C_2}{(\omega_2-\omega_1)\cdot C_1} - 1} \qquad (12)$$

Acum putem calcula valorile rezistențelor utilizând formulele *(3) (5) (7)*:

$$R_1 = \frac{R_{scale}(\omega_2-\omega_1)\cdot(\omega_4-\omega_1)}{\omega_1(\omega_3-\omega_1)}$$

$$R_2 = \frac{R_{scale}(\omega_3-\omega_2)\cdot(\omega_4-\omega_1)}{\omega_3(\omega_3-\omega_1)}$$

$$R_3 = \frac{R_{scale}}{k+1}$$

și calculăm valoarea ω_4 care rezultă.

Putem alege mai întâi o valoare nominală de T_4, astfel încât efectul său în banda audio să fie neglijabil și apoi putem calcula raportul necesar al condensatorului. Prin încercări și erori, am putut găsi cel mai apropiat raport al condensatorului folosind valorile standard ale condensatorului. Valorile rezistenței rezultate ar putea fi verificate folosind:

$$R_1C_1 = \frac{1}{\omega_1} = T_1 \text{ și } R_2C_2 = \frac{1}{\omega_3} = T_3$$

pentru a vedea dacă acestea sunt rezonabile.

Rezultatul ar fi o rețea care conține doar doi condensatori, cu rezistențe alese pentru a se potrivi constantelor de timp dorite.

Vom folosi constanta de timp Neumann ca exemplu ilustrativ.

Înainte de a începe exemplul de proiectare, am dori să știm cât de sensibil este ω_4 pentru raportul C_1/C_2

Calculăm $f_4 = \omega_4 / 2\pi$

pentru raportul ideal al condensatorului, apoi putem varia raportul condensatorului cu 1% de exemplu, pentru a vedea cât variază f_4. Înlocuim ecuația (11) în ecuația (12) și rezultă f_4 = 50,04873 kHz.

Creșterea valorii lui C_2 cu 1% duce la $f_4 = 40{,}73198\ kHz$. Deci, o modificare de 1% a raportului condensatorului are ca rezultat o modificare de 18,6% în f_4 ,care este extrem de sensibil la raportul condensatoroarelor.

Din ecuațiile (9) și (10) știm că R_1 și R_2 trebuie ajustate pentru ca T_1 și T_2 să rămână constante pe măsură ce C_1 și C_2 variază.

Dacă C_1 s-ar schimba cu 1% și R_1 s-ar menține fix, iar T_1 s-ar schimba cu doar 1%, T_3 nu s-ar schimba deloc și T_2 s-ar schimba cu o valoare foarte mică. Obținerea corectă a raportului condensatorului este esențială pentru precizia rețelei. Un factor de atenuare este că f_4 se află în afara intervalului audio, deci variațiile în f_4 nu vor avea un efect extrem asupra preciziei de egalizare.

Un element minor rămâne, de asemenea, înainte să putem face exemplul. Deoarece preamplificatoarele audio sunt proiectate în mod normal pentru un câștig specific la 1 kHz, trebuie să cunoaștem relația dintre câștigul de 1 kHz și câștigul asimptotic de joasă frecvență A_0. Aplicând la ecuația (2), constatăm că:

$$20\log\left(\left|\frac{A(1KHz)}{A_0}\right|\right) = -19.909dB$$

Așa încât $A_0 = 9.895779*A(1KHz)$
Acum suntem gata să proiectăm rețeaua.

Exemplu de calcul

Pentru acest exemplu, vom alege un câștig de frecvență joasă de 54.909 dB, ceea ce dă A_0 = 556.481 și un câștig la 1 kHz de 35,0 dB. Acest exemplu este pentru a ilustra realizarea T_4 egală cu așa-numita constantă de timp Neumann, astfel acestea raportează țintă la condensator este determinat din ecuația (16a).
Mai întâi alegem C_1 și C_2 folosind o abordare de încercare și eroare pentru a nu apropia cât mai mult de acest raport ideal la condensatorului. Experimentarea arată că dacă alegem C_1 = 3300pF || 150pF și C_2 = 1000pF
Luăm raportul:

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{1000}{3450} = 0.289855$$

Rezultă o eroare de 0,023% față de raportul ideal dat de ecuația (11). Eroarea reală va fi rezulta din toleranțele condensatorului.

Folosind ecuația (12), calculăm apoi ω_4. Rezultă:

$$\omega_4 = 3.1217673 \times 10^5$$

ceea ce reprezintă o eroare de -0,54% din valoarea ideală calculată din constanta de timp nominală de 3,18 microsecunde.

Având în vedere sensibilitatea ridicată de ω_4 la C_2 / C_1, aceasta este cel mai apropiat ca valoare folosind valorile standard ale condensatorului. Toleranțele condensatorului determina din nou eroarea reală.

Calculăm apoi R_1 din ecuația (13) și R2 din ecuație

Din $R_1C_1 = \frac{1}{\omega_1} = T_1$ și $R_2C_2 = \frac{1}{\omega_3} = T_3$

Rezultă : R_1=921.739KΩ și R_2=75.0KΩ

R_2 este o valoare standard, iar R_1 poate fi implementat ca 909KΩ în serie cu 12.7KΩ.

Acum putem calcula R_{scale} cu oricare din ecuațiile:

$$R_1 = \frac{R_{scale}(\omega_2 - \omega_1)\cdot(\omega_4 - \omega_1)}{\omega_1(\omega_3 - \omega_1)}$$

$$C_1 = \frac{(\omega_3 - \omega_1)}{R_{scale}(\omega_2 - \omega_1)\cdot(\omega_4 - \omega_1)}$$

$$R_2 = \frac{R_{scale}(\omega_3 - \omega_2)\cdot(\omega_4 - \omega_1)}{\omega_3(\omega_3 - \omega_1)}$$

$$C_2 = \frac{(\omega_3 - \omega_1)}{R_{scale}(\omega_3 - \omega_2)\cdot(\omega_4 - \omega_3)}$$

Obținem: R_{scale} =4267.311Ω

Putem calcula $k = R_4 / R_3$

Din $A_0 = \frac{(1+k)\omega_2\omega_4}{\omega_1\omega_3}$

rezultă: $k = \frac{A_0 T_2}{T_1 T_3 \omega_4} - 1$

Introducând valorile => k=1.372288

Înlocuind R_{scale} și k în ecuațiile $R_3 = \frac{R_{scale}}{k+1}$ $R_4 = \frac{kR_{scale}}{k+1}$ obținem:

R_3=1.7988k

R_4=2.4685k

Dorim să evităm utilizarea combinațiilor de rezistențe serie sau paral pentru a compensa valorile calculate standard pentru R_3 și R_4. Putem interveni acum pentru a simplifica circuitul final. Atâta timp cât R_3 și R_4 se adaugă la R_{scale}, precizia egalizării nu va fi afectată deloc dacă schimbăm k, este afectat doar câștigul. Putem alege $R_4 = 2.49K\Omega$ și recalcula R_3.

Valorile noastre finale sunt:

$R_4 = 2.49K\Omega$

$R_3 = R_{scale} - R_4 = 2.49K\Omega = 1.7773\ K\Omega \rightarrow 1.78\ K\Omega$

Alegem $R_3 = 1.78\ K\Omega$ dă o eroare de 0,063% pentru R_{scale} din valoarea sa ideală. Rețeaua finală este prezentată mai jos

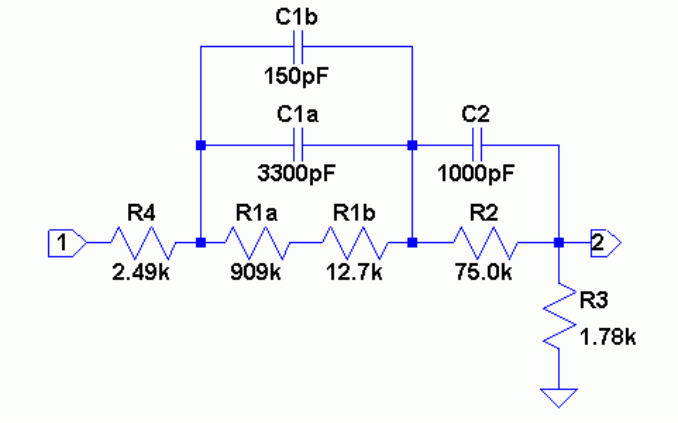


Figure 16 – RIAA Feedback Network

Bibliografie

- MANUAL OF ANALOGUE SOUND RESTORATION TECHNIQUES by Peter Copeland https://web.archive.org/web/20110409161239/http://www.bl.uk/reshelp/findhelprestype/sound/anaudio/analoguesoundrestoration.pdf
- RIAAPhaseErrors.zip de pe
- https://www.andyc.diy-audio-engineering.org/phono_preamp.html
- https://www.stereophile.com/features/cut_and_thrust_riaa_lp_equalization/index.html
- Lipshitz, *On RIAA Equalization Networks*, JAES, Vol. 27, June 1979, p. 458-481
- Wright, *Secrets of the Phono Stage*
- Hagerman, *On Reference RIAA Networks*
- Guillemin, *Synthesis of Passive Networks*, John Wiley and Sons: New York, 1957
- Weinberg, *Network Analysis and Synthesis*, Wiley, 1966
- Howard, Keith, *Cut and Thrust: RIAA LP Equalization*, *Stereophile*, March 2009
- Self, Douglas, *Small Signal Audio Design*, Focal Press, 2010

Acest produs se livrează în varianta asamblată sau în varianta circuit imprimat + componente în scopuri educaționale.

Data Notes