

Universitatea POLITEHNICA Bucureşti

Facultatea E.T.T.I

Anul universitar 2022-2023

Proiect 1

Proiectarea și realizarea
unui preamplificator audio
cu corecție de ton

N = 4

Coordonatori științifici:

Prof. Univ. Dr. Ing. Dragoș Dobrescu

Asist. Univ. Dr. Ing. Vasile Mădălin Moise

Autor:

Spălățelu Silvia-Oana

grupa 435B

Cuprins

1.	Cerințe de proiectare	3
1.1	Descrierea temei.....	3
1.2	Cerințe de proiectare PCB.....	3
2.	Proiectare	6
2.1	Schema bloc	6
2.2	Corectorul de ton de tip James.....	7
2.2.1	Controlul frecvențelor joase.....	8
2.2.2	Controlul frecvențelor înalte	10
2.2.3	Dimensionarea și răspunsul în frecvență al circuitului	12
2.3	Amplificator emitor comun.....	15
2.4	Amplificator de clasa AB.....	18
3.	Analiza globală a circuitului	21
4.	Bibliografie	23
5.	Anexe	24
5.1	Simulări.....	24
5.2	Bill of materials.....	50

ETTI

1. Cerințe de proiectare

1.1 Descrierea temei

N-ul primit în cadrul primei sedințe de proiect 1 este N = 4. Astfel, să se proiecteze și să se realizeze practic un preamplificator de audiofrecvență cu corecție de ton având următoarele caracteristici:

- Tensiunea de alimentare unipolară ($VCC = 10+N = 14$ Volt) sau bipolară ($VCC = 10+N = 14$, $VEE = -VCC = -14V$). Semnalizarea prezenței tensiunii cu LED.
- Tensiune de intrare alternativă cu amplitudinea $5N = 20mV$.
- Banda de frecvență cuprinsă între $f_l = 100N = 400$ Hz și $f_s = 3N = 12$ kHz.
- Frecvența centrală neutră la corecția de ton $N = 4$ kHz.
- Corecție de ton de tip BAXANDALL sau echivalentă cu $\pm (10+N) = \pm 14$ dB.
- Amplificarea în tensiune la frecvența neutră 100, echivalentă 40 dB.
- Rezistența de ieșire pentru a utiliza rezistența de sarcină a unor căști de 600 Ohmi.

1.2 Cerințe de proiectare PCB

Circuitul va fi proiectat și realizat sub forma unui modul electronic a cărui structură de interconectare va fi concepută în:

- a) Tehnologie SMT & PCB (max. 100 puncte) sau,
- b) Tehnologie THT & perfo-board (max. 70 puncte)

a) Realizarea în tehnologie SMT & PCB

Pentru tehnologia SMT & PCB, circuitul va fi realizat sub forma unui modul electronic a cărui structură de interconectare (PCB) va respecta următoarele cerințe de proiectare:

- Dimensiunile PCB: 40mm x 40mm;
- Material FR4, dublu strat/ grosimea foliei de cupru 18 μm , grosimea plăcii 1,5 mm;
- Toate componentele se vor plasa pe fața superioară a plăcii, TOP;
- Componențe pasive SMD chip 0805;
- Se pot folosi numai tranzistoare bipolare și TEC-MOS în capsule SMD (SOT 23, DPAK). Tranzistoarele TEC-J pot fi utilizate numai dacă se justifică necesitatea acestora.
- Puncte de test: circulare, maxim 5 – justificate de planul de testare;
- Originea (punctul de coordonate (0,0)) va fi plasat în colțul din stânga-jos al plăcii de cablaj imprimat, astfel toate elementele proiectului vor avea coordonate pozitive;
- Față de marginea plăcii, se va păstra o gardă („clearance”) de 1 mm; aici nu vor fi plasate componente, trasee, texte, etc.;
- Placa va fi prevăzută cu 2 markeri fiduciali globali pe layerul TOP, la distanța de 200 mil față de marginea plăcii, plasăți convenabil; acești markeri vor exista și pe layerul Solder Paste Top (suprapuși peste cei de pe TOP); vor fi utilizați în momentul alinierii şablonului cu placa. Marcajul

fiducial va fi un cerc de diametru minim 1mm pe layerul respectiv, aflat într-un spațiu circular de diametru minim dublu față de cercul interior, în care nu se va afla nimic pe nici un layer;

- Se va acorda o atenție sporită layer-ului Mască de inscripționare (Silk Screen); acesta nu trebuie să se regăsească pe padurile componentelor;
- Se va genera un nou layer neelectric, MECANIC. Acesta va conține: conturul placii, desenul de găurire („drill drawing”) și tabelul de găurire („drill chart/table”, „drill legend”), o secțiune transversală prin circuitul imprimat proiectat („layer stack-up”) și informațiile mecanice necesare pentru fabricația PCB;
- Cotele de gabarit/dimensiunile placii nu trebuie să se regăsească pe layer-ul electric TOP; acestea, dacă există, se vor plasa pe un layer neelectric mecanic;
- Placa va fi prevăzută cu elementele de identificare ale proiectantului (nume, prenume, grupă, PDCE I 2022-2023).

Pentru traseele de interconectare se dau următoarele lățimi:

- Curent de 1A - 28 mil;
- Curent de sute de mA - 22 mil;
- Semnal - 18 mil.

Spațierea, în toate cazurile, va fi de 12 mil.

Găurile de trecere pentru semnale (vias-uri) vor avea diametrul de 0,4 mm.

Fișierele Gerber - standard 274X și fișierul Excellon trebuie să conțină următoarele informații:

Conturul placii (board outline);

- Layer electric TOP;
- Layer electric BOTTOM;
- Layer nelectric Mască de inscripționare (Silk Screen Top);
- Layer nelectric Mască de protecție (Solder Mask Top și Bottom);
- Layer nelectric řablon (Solder Paste Top);
- Lista de aperturi și fișierul de găurire.

Cerințe de proiectare obligatorii:

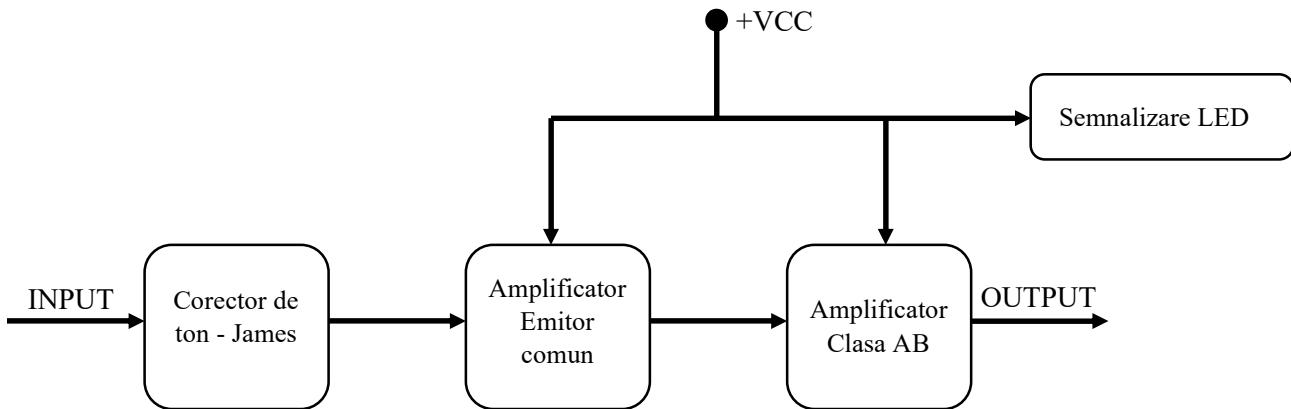
- Dimensiunile PCB: 40mm x 40mm;
- Material FR4, dublu strat;
- Originea (punctul de coordonate (0,0)) va fi plasat în colțul din stânga-jos al plăcii de cablaj imprimat, astfel toate elementele proiectului vor avea coordonate pozitive;
- Dimensiunea traseelor și spațierea lor în concordanță cu specificațiile menționate.

Cerințele de proiectare urmăresc cunoașterea, respectarea și aplicarea standardelor IPC din industria electronică în cadrul realizării modulului electronic pentru Proiectul 1, după cum urmează:

- **IPC-2221A, "Generic Standard on Printed Board Design"**, privind rutarea traseelor conductoare, spațierea între conductoare, dimensiunile pad-urilor pentru componentele SMD, prezența marcării și orientarea simbolurilor, prevederea punctelor de test și prevederea punților termice (unde este cazul);
- **IPC-7527, "Requirements for Solder Paste Printing"**, pentru operația de depunere a pastei de contactare;
- **IPC-A-610, "Acceptability of Electronic Assemblies"**, pentru validarea operațiilor de plasare a componentelor și contactare propriu-zisă în vederea acceptabilității modulului electronic asamblat.

2. Proiectare

2.1 Schema bloc



Pentru realizarea modulului electronic, luând în considerare cerințele de proiectare, s-a ales un corector de ton de tip James pentru a realiza corecția de ton. Acesta, spre deosebire de corectorul de ton clasic Baxandall, are un număr mai redus de componente și nu produce dificultăți la simularile de tip Pspice, însă desimetrizează răspunsul circuitului la frecvențe înalte (atenuarea apare la frecvențe, în principiu, mai mari, decât în cazul amplificării). Acest compromis nu afectează profund funcția modulului, având în vedere intervalul de frecvențe de lucru. Din cauza lipsei simetriei acestui interval (frecvența de sus nu este de 10 ori mai mare decât frecvența neutră, ci doar de N ori, în cazul dat $N = 4$), atenuarea la frecvențe înalte se realizează deficitar, rămânând o cerință de proiectare neîndeplinită.

Pentru amplificare, a fost realizat un amplificator constând din două etaje – un etaj de tip emitor comun și un etaj de clasă AB. Etajul al doilea, deși mai costisitor din punct de vedere al componentelor, este mai eficient energetic, introduce mai puține distorsiuni și, mai ales, largșează banda amplificatorului. Amplificatorul având performanțe necorespunzătoare la frecvențe mici, va trebui compensat prin dezechilibrarea corectorului de ton.

Semnalizarea LED se realizează atât la aplicarea unei tensiuni unipolare, cât și la aplicarea unei tensiuni bipolare. În schimb, cele două etaje de amplificare funcționează doar la tensiuni unipolare, în particular, de 14V.

Schema a fost realizată într-un mod iterativ, funcția fiecărui bloc funcțional fiind puternic afectată de celelalte. Astfel, analizele fiecărui bloc funcțional vor fi realizate retroactiv, luând în considerare dependențele dintre ele, dar și parametrii posibili de aflat doar în urma terminării procesului de proiectare.

2.2 Corectorul de ton de tip James

Pentru a modela corespunzător corectorul de ton de tip James, rezistența de sarcină trebuie să fie egală cu rezistența de intrare în etajul de amplificare emitor comun.

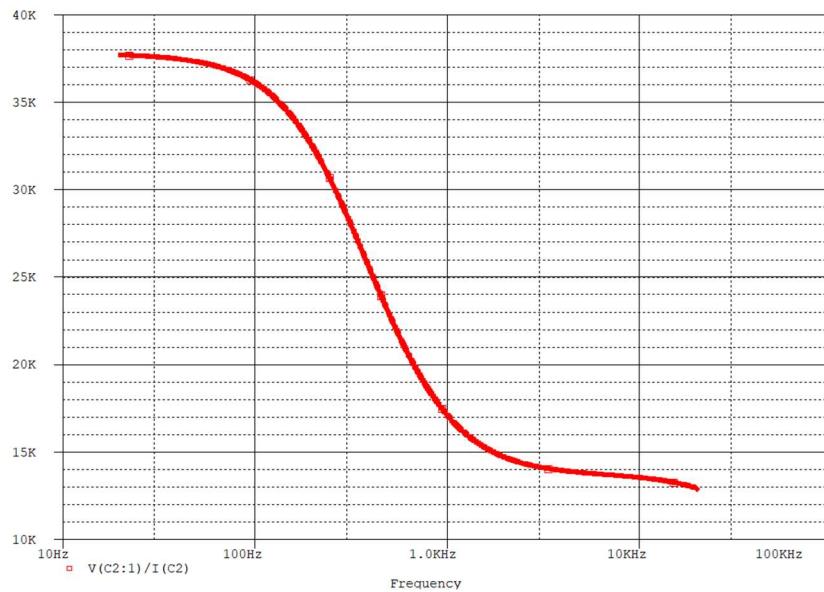


Fig. 1 Dependența rezistenței de sarcină a corectorului de ton Baxandall cu frecvență^[pg 24]

Astfel, în analiza corectorului de ton, se alege o rezistență de sarcină de $25\text{k}\Omega$. În această situație, valoarea propriu-zisă nu are o mare importanță, ci mai degrabă ordinul de mărime.

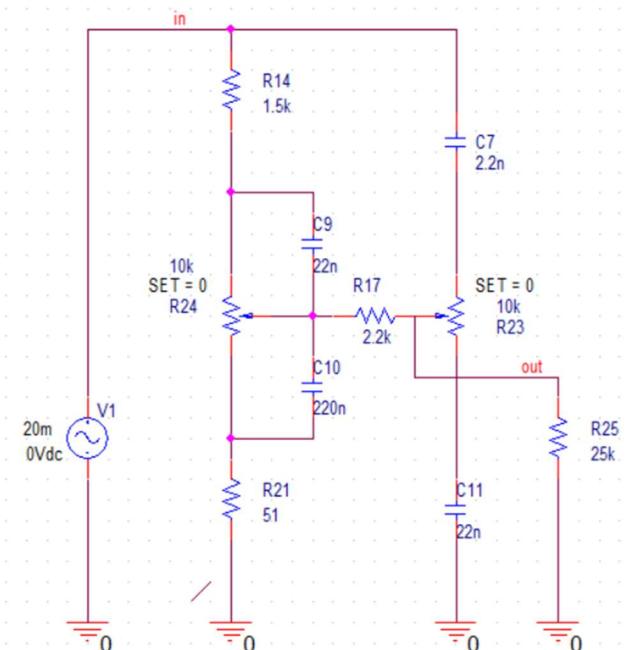


Fig. 2 Schema electrică a corectorului de ton

2.2.1 Controlul frecvențelor joase

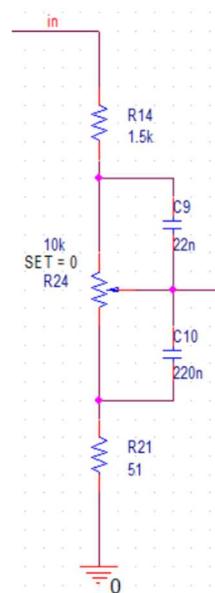


Fig. 3 Parte a schemei care se ocupă de bass control

Teoretic, în analiza corectorului de frecvențe joase din corectorul de ton Baxandall intervin următoarele 2 frecvențe, notate cu f_1 , respectiv f_2 , din figura următoare. Acestea reprezintă frecvențele la care semnalul este amplificat sau atenuat cu 3dB când luăm în considerare atenuarea oricum introdusa de schema corectorului de ton pasivă.

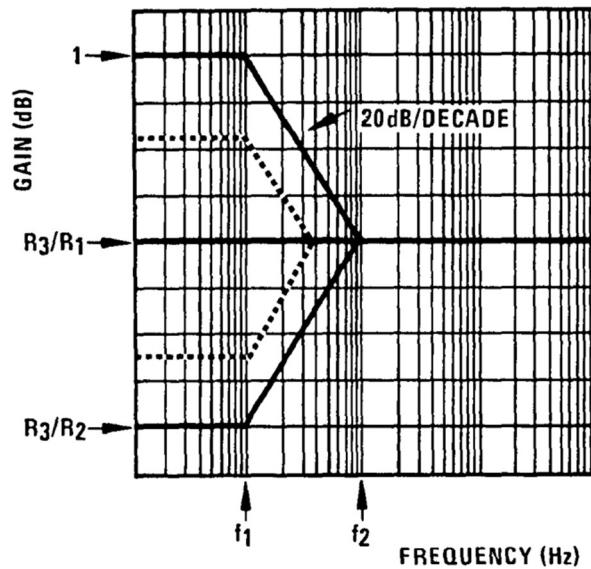


Fig. 4 Reprezentarea frecvențelor f_1 și f_2 pentru un corector de ton cu răspuns ideal

În cazul dat, frecvențele acestea au urmatoarele valori, condiția ca $R_{24} > R_{14} > R_{21}$ fiind respectată:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_{14} C_{10}}$$

$$f_1 = 482.28 \text{ Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_{21} C_{10}}$$

$$f_2 = 14.18 \text{ kHz}$$

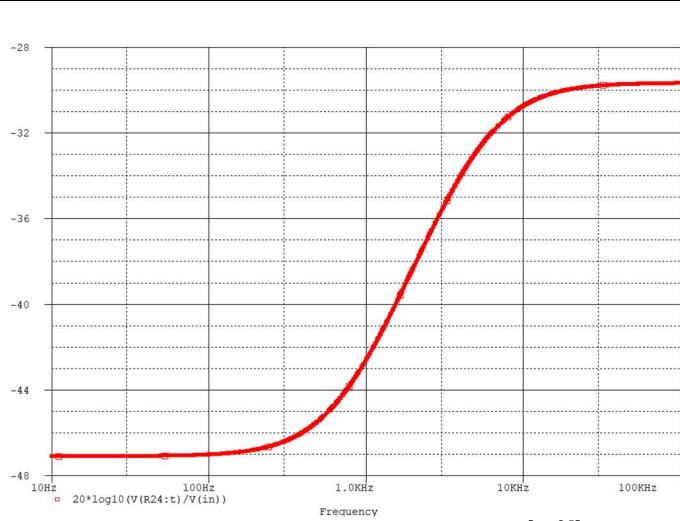


Fig. 5 Atenuarea frecvențelor joase [pg 25]

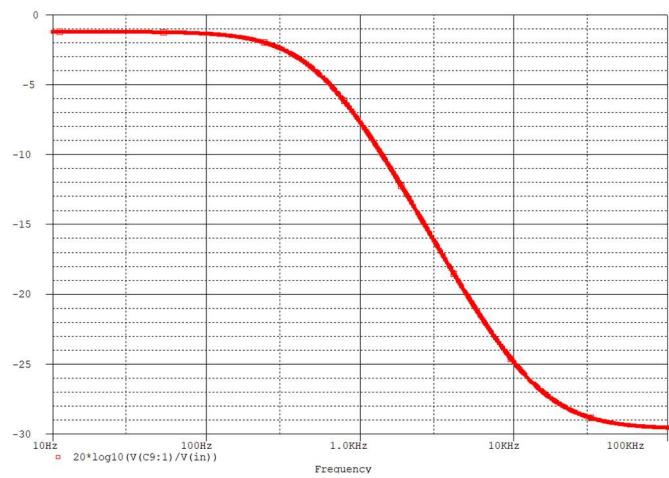


Fig. 6 Amplificarea frecvențelor joase [pg 26]

În urma simulărilor, se remarcă o atenuare de aproximativ -30dB introdusă de circuit. Aceasta se datorează faptului că acest circuit este realizat pasiv, iar această atenuare urmează să fie compensată de amplificator.

2.2.2 Controlul frecvențelor înalte

În cazul controlului și ajustării amplitudinii la frecvențele înalte, comportamentul circuitului se îndepărtează de comportamentul ideal prezentat de Peter J. Baxandall. Acest lucru este dorit, compensând astfel dezavantajele amplificatorului și totodată îndeplinind cerința de proiectare în cazul amplificării frecvențelor înalte (compromis datorat intervalului de frecvențe asimetric).

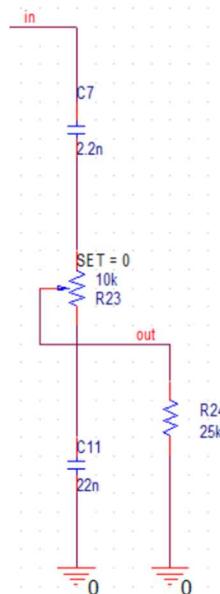


Fig. 7 Parte a schemei care se ocupă de treble control

Asemănător frecvențelor joase, se definesc cele două frecvențe, f_1 și f_2 la care semnalul este amplificat sau atenuat cu 3dB față de nivelul atenuat de la ieșirea din corector sau față de nivelul de la intrare.

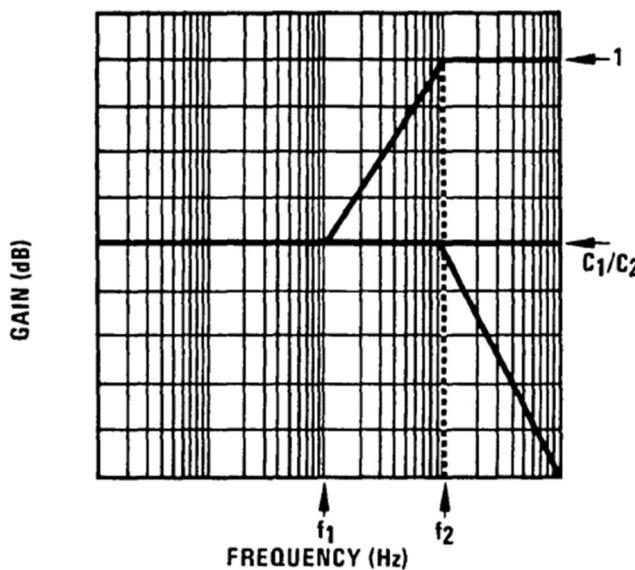


Fig. 8 Reprezentarea frecvențelor f_1 și f_2 pentru un corector de ton cu răspuns ideal

Cum condiția $R_{23} \geq 10 R_{24}$ nu este respectată, formulele pentru aceste frecvențe sunt următoarele:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_{23} C_{11}}$$

$$f_1 = 723.44 \text{ Hz}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_{23} C_7}$$

$$f_2 = 7.23 \text{ kHz}$$

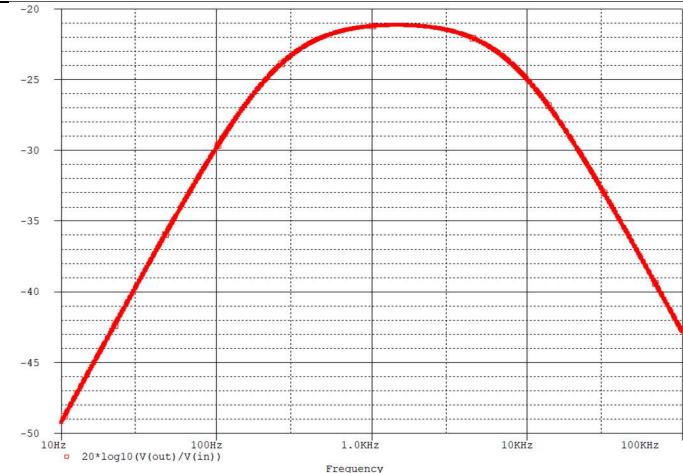


Fig. 9 Atenuarea frecvențelor înalte [pg 27]

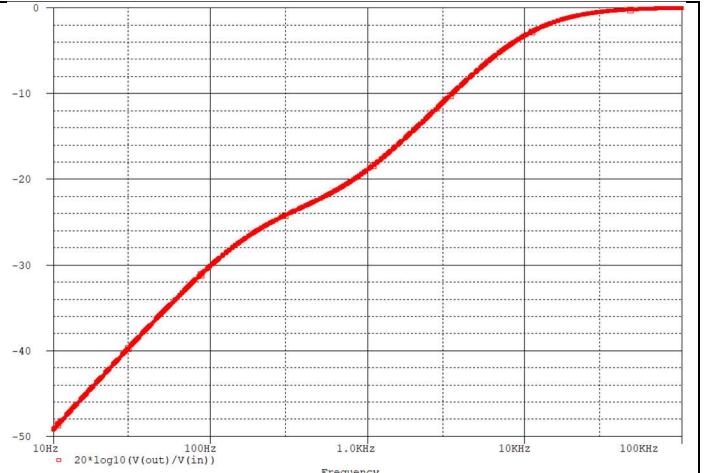


Fig. 10 Amplificarea frecvențelor înalte [pg 28]

Se remarcă că frecvențele joase, în principiu mai mic decât frecvența de jos de lucru, sunt atenuate inadecvat, lucru ce este compensat de partea de bass control. Justicarea acestui comportament este data atât de atipicitatea intervalului de frecvențe, cel uzual fiind între 100 Hz și 10kHz, cât și de frecvența neutră necesară pentru îndeplinirea cerințelor de proiectare.

2.2.3 Dimensionarea și răspunsul în frecvență al circuitului

Dimensionarea circuitului a fost realizată iterativ, prin analizarea răspunsului în frecvență al circuitului cu ajutorul unui Tone Stack Calculator. Astfel, prin menținerea rapoartelor de proporționalitate necesare și determinarea anumitor corespondențe între valorile componentelor și frecvențele de jos, neutră și de sus, au fost alese valorile componentelor.

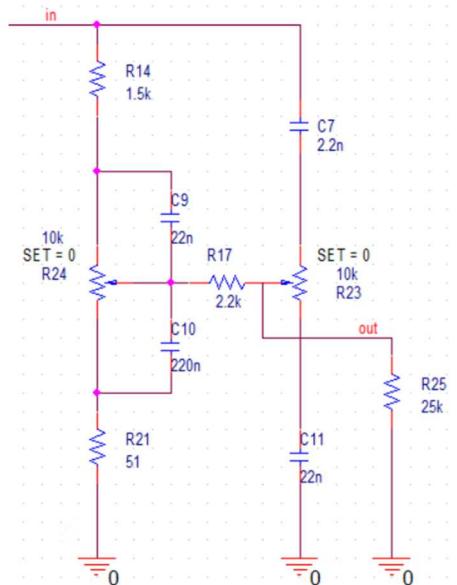


Fig. 11 Schema electrică a circuitului corector de ton

Astfel, necesare pentru proiectare au fost următoarele condiții:

- $R_{24} = R_{23}$, pentru a menține un grad de simetrie între bass control și treble control
- $R_{24} > R_{14} > R_{21}$, pentru se putea obține o amplificare/ atenuare a frecvențelor joase
- $R_{23} < 10R_{25}$ (R_{in} amplificator), astfel încât răspunsul circuitului să fie cât se poate de independent de intrarea amplificatorului
- $C_{10} = 10C_9 = 100C_7$, ca frecvență neutră să fie stabilă
- R_{17} suficient de mare pentru a izola efectele dintre bass control și treble control, dar suficient de mic pentru a nu introduce o atenuare excesivă

La mărirea valorilor lui C_{10} , C_9 , C_{11} , C_7 , frecvența neutră scade, și, respectiv, crește la micșorarea acestora. La amplificarea atât a frecvențelor înalte, cât și a celor joase, micșorarea lui R_{21} sau mărirea lui R_{14} , cresc atenuarea la frecvența neutră, dar o și deplasează. R_{17} afectează amplificarea la frecvențele joase, iar la micșorarea acestuia mărește zona frecvențelor neutre, facând graficul mai puțin "ascuțit".

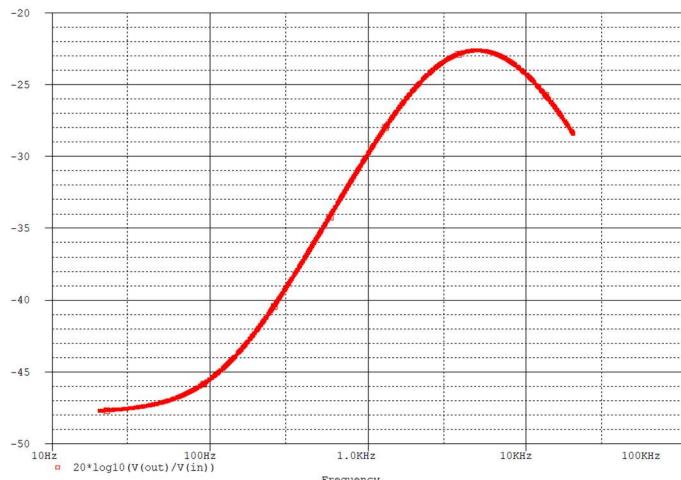


Fig. 12 Atenuarea frecvențelor înalte și joase în intervalul 20Hz- 20kHz [pg 29]

În acest caz ambele potențiometre sunt setate la 0%

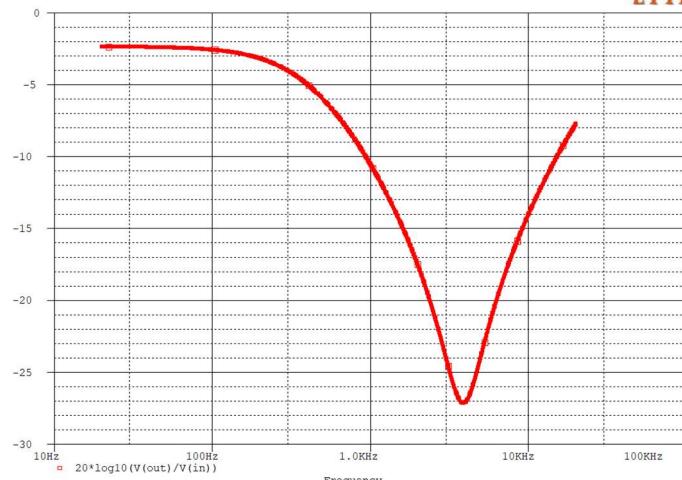


Fig. 13 Amplificare frecvențelor înalte și joase în intervalul 20Hz – 20kHz [pg 30]

În acest caz ambele potențiometre sunt setate la 100%

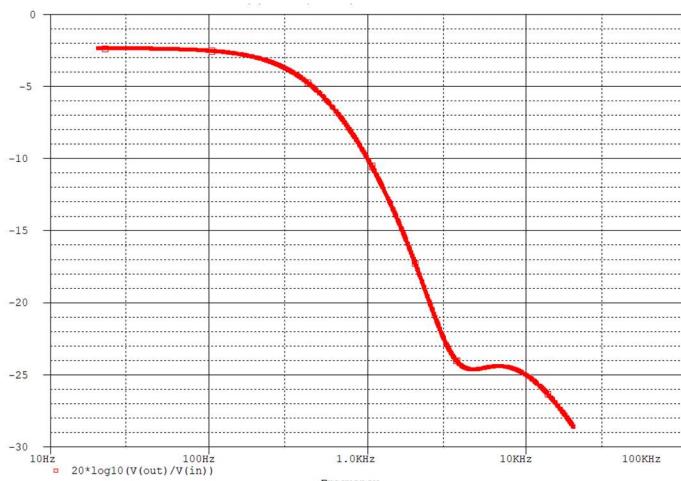


Fig. 14 Amplificarea frecvențelor joase și atenuarea frecvențelor înalte în intervalul 20Hz – 20kHz [pg 31]

În acest caz potențiometrul R_{24} este setat la 100%, iar R_{23} la 0%

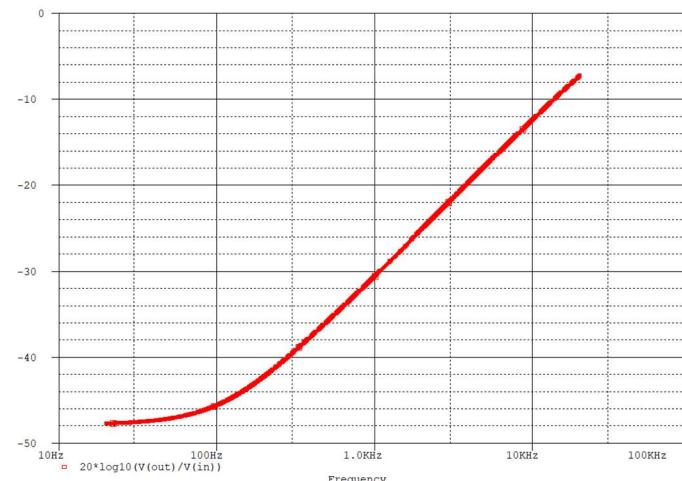


Fig. 15 Amplificarea frecvențelor înalte și atenuarea frecvențelor joase în intervalul 20Hz – 20kHz [pg 32]

În acest caz potențiometrul R_{24} este setat la 0%, iar R_{23} la 100%

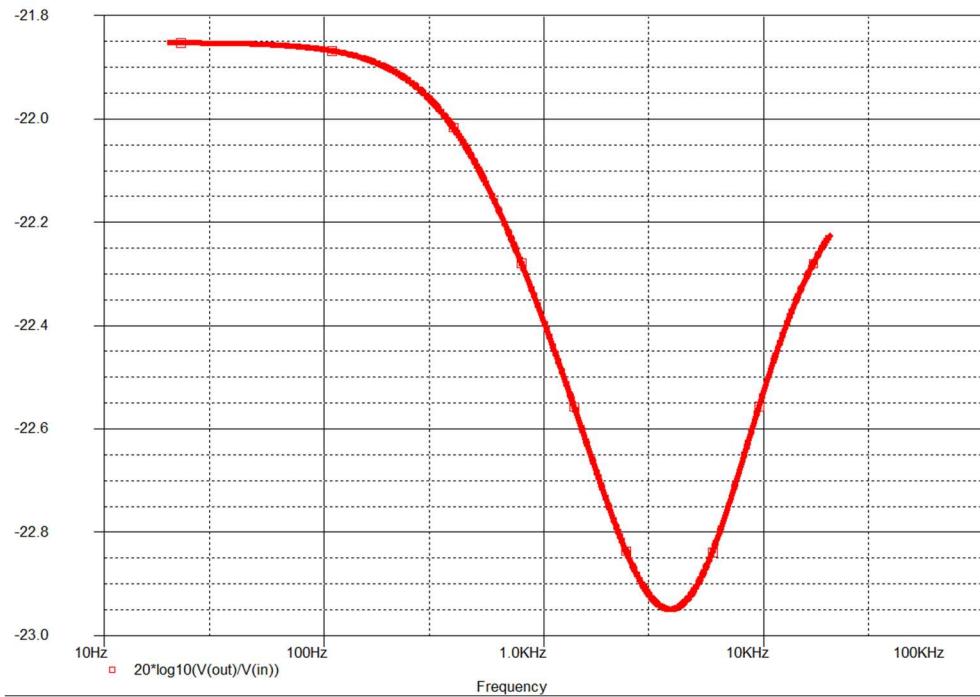


Fig. 16 Răspunsul cvasi-liniar al corectorului de ton^[pg 33]

În acest caz ambele potențiometre sunt setate la 10%, dependența amplificării sau atenuării fiind logaritmică

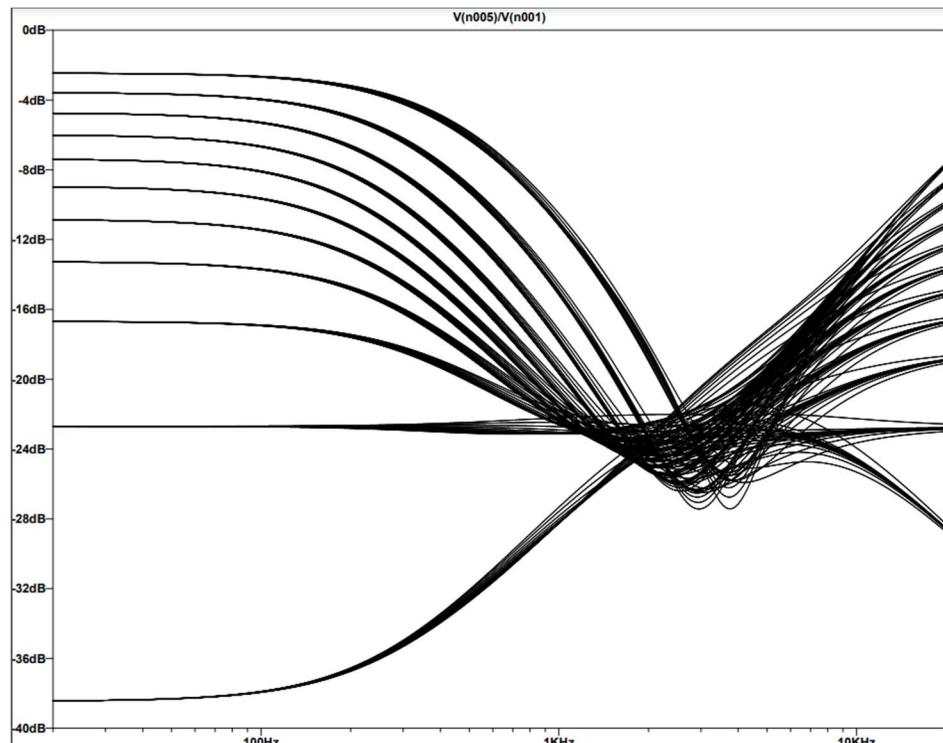


Fig. 17 Simulare parametric sweep pentru ambele potențiometre^[pg 34]

Se remarcă deplasarea frecvenței neutre la modificarea valorilor potențiometrelor.

2.3 Amplificator emitor comun

În realizarea acestui amplificator, pentru dimensionarea schemei, au fost impuse multiple cerințe astfel încât schema să nu aibă un exces de componente (valorile acestora să se regăsească în lista de componente), footprint-urile acestora să poată fi integrate pe placă PCB de dimensiune limitată. Așadar, multiple compromisuri au fost făcute.

Pentru analiza acestui amplificator, trebuie luată în considerare rezistența acestuia de sarcină, rezistența de intrare a amplificatorului de clasa AB.

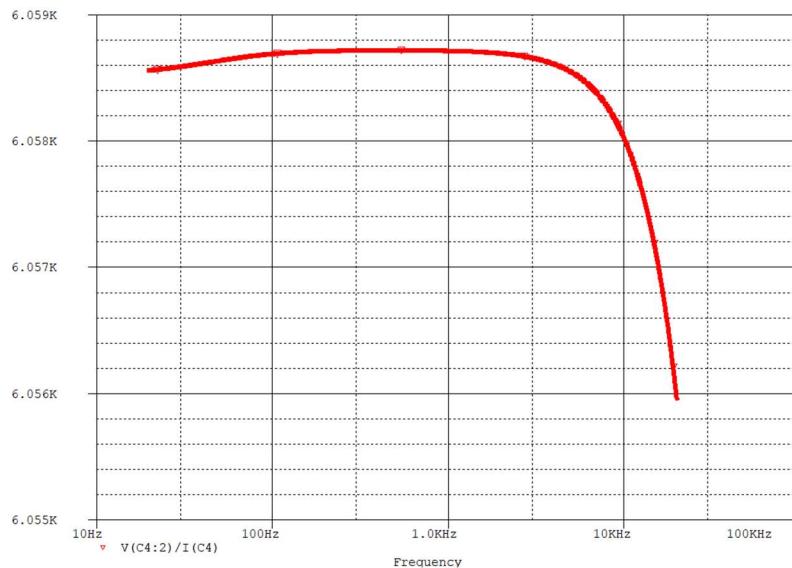


Fig. 18 Dependența rezistenței de sarcină a amplificatorului emitor comun cu frecvență^[pg 35]

În acest mod, putem alege valoarea rezistenței de sarcină a amplificatorului de $6\text{k}\Omega$.

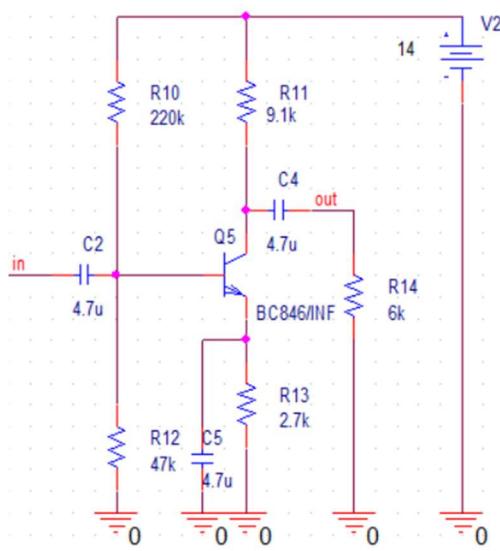


Fig. 19 Schema electrică a amplificatorului emitor comun

Pentru dimensionarea componentelor, în cadrul calcului punctului static de funcționare s-au dorit următoarele:

- Curentul de colector să aibă o valoare în intervalul $0.5 - 1 \text{ mA}$
- Căderea de tensiune pe R_{11} să fie aproximativ jumătate din tensiunea de alimentare
- Căderea de tensiune pe R_{13} să fie 10% din tensiunea de alimentare
- R_{10} și R_{12} suficient de mari pentru a crește rezistența de intrare, dar nu atât de mari încât condițiile necesare pentru dimensionarea corectorului de ton să fie invalidate

Valorile condensatoarelor au fost alese astfel încât, în curent alternativ acestea să fie neglijate și înlocuite cu fir, dar diferite de $10\mu\text{F}$, preferința fiind pentru condensatoare ceramice.

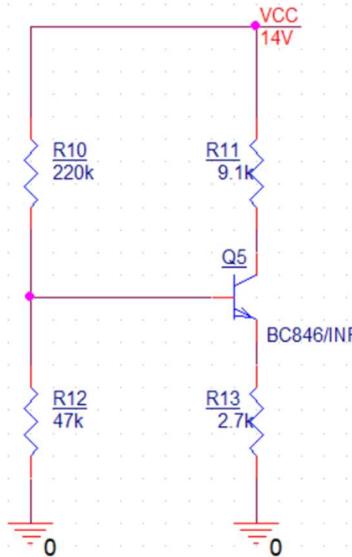


Fig. 20 Schema electrică pentru calculul punctului static de funcționare al amplificatorului emitor comun

Neglijăm curentul I_b în calculul punctului static de funcționare și presupunem tranzistorul în RAN, astfel încât $I_c = I_e$

$$V_{R12} = \frac{R_{12}}{R_{10} + R_{12}} \cdot V_{CC}$$

$$V_{R12} = 2.46V$$

$$V_{R10} = V_{CC} - V_{R12}$$

$$V_{R10} = 11.54V$$

$$V_{R13} = V_{CC} - V_{R1} - V_{BE}$$

$$V_{R13} = 1.86V$$

$$I_c = \frac{V_{R13}}{R_{13}}$$

$$I_c = 0.688mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{R13} - I_c \cdot R_{11}$$

$$V_{CE} = 5.88V, \text{ verifica RAN}$$

$$V_{R11} = I_c \cdot R_{11}$$

$$V_{R11} = 6.26V$$

Ieșirea amplificatorului este limitată superior la 6.26 V și inferior la 7.73 V, însă, considerând valoarea amplitudinii semnalului de intrare, astfel de valori nu vor fi atinse.

Cu valorile alese pentru componente, circuitul are următorul răspuns în frecvență:

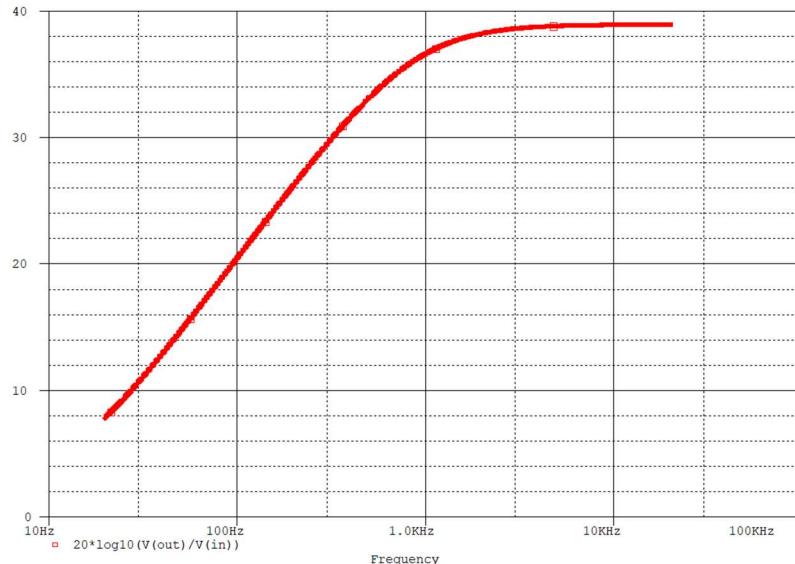


Fig. 21 Răspunsul în frecvență al amplificatorului emitor comun^[pg 36]

Amplificarea cea mai mare apare la frecvențe mai mari sau egale cu frecvența neutră. Pentru a verifica ca tranzistorul se află în regimul activ normal, se introduce o sursă de semnal sinusoidal cu frecvență egală cu frecvența neutră (4kHz) și amplitudinea egală cu amplitudinea maximă de la ieșirea din corectorul de ton care este egală cu 16 mV.

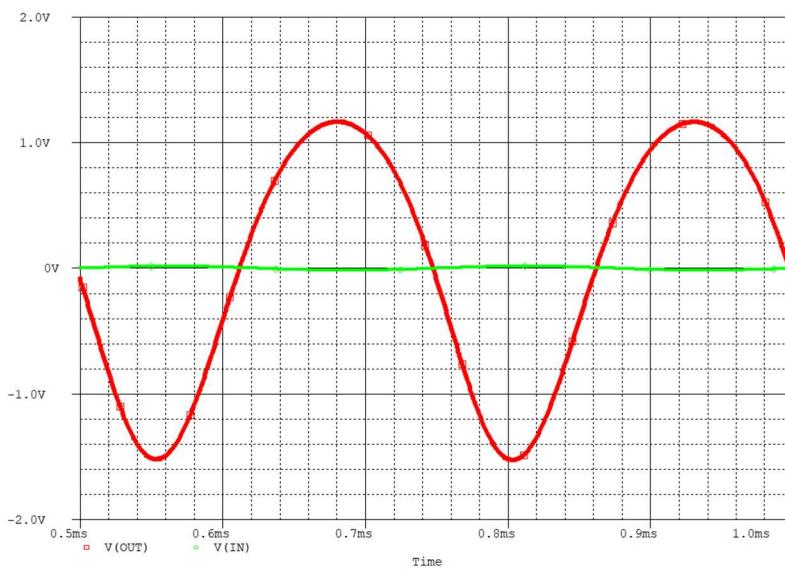


Fig. 22 Simulare de tip transient a ieșirii din amplificatorul emitor comun^[pg 37]

Se remarcă o lipsă de distorsiuni, precum și o defazare de 180 grade. Semnalul nu este tăiat, tranzistorul fiind constant în regimul activ normal.

2.4 Amplificator de clasa AB

Alegerea acestui al doilea etaj de amplificare a fost justificată de larga lui utilizare în amplificatoarele audio. Prezentând o eficiență semnificativă, dar, mai ales, o bandă largă. În plus, schema electrică a permis adăugarea unui potențiometru a cărui funcție este de a modifica atât punctul static de funcționare cât și amplificarea. Astfel, în anumite situații, acesta poate asigura o amplificare mai mare pentru semnale suficiente de mici sau faptul că semnalul este limitat superior și inferior la $V_{CC}/2$.

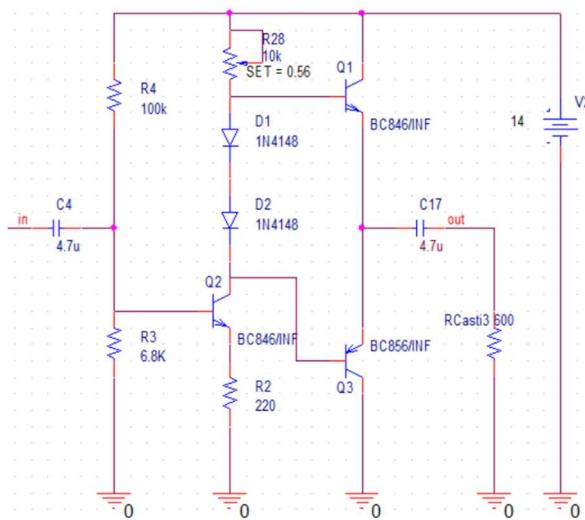


Fig. 23 Schema electrică a amplificatorului de clasa AB

Dimensionarea elementelor de circuit a fost realizată iterativ, circuitul neavând o limitare propriu-zisă de putere. Tipologia circuitului este clasică, conținând o pereche Sziklai (tip super-g) a cărei conductanță mutuală echivalentă este foarte mare, iar polarizarea tranzistoarelor se realizează cu ajutorul a două diode, dependența funcționării circuitului de temperatură scâzând astfel.

La fel ca în cazul amplificatorului emitor comun, valorile condensatoarelor au fost alese astfel încât, în curent alternativ acestea să fie neglijate și înlocuite cu fir, dar diferite de $10\mu F$, preferința fiind pentru condensatoare ceramice.

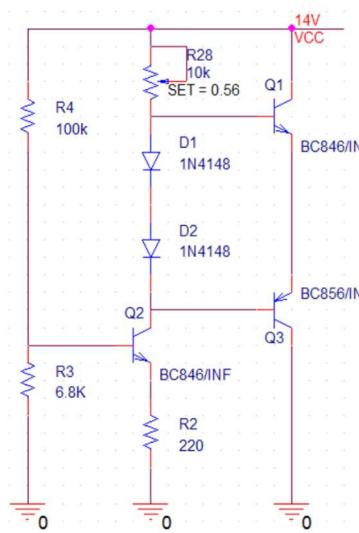


Fig. 24 Schema electrică pentru calculul punctului static de funcționare al amplificatorului de clasă AB

Neglijăm curentii I_b în calculul punctului static de funcționare și presupunem toți tranzistorii în RAN, astfel încât $I_c = I_e$

$$V_{R3} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot V_{CC}$$

$$V_{R3} = 0.89V$$

$$V_{R4} = V_{CC} - V_{R3}$$

$$V_{R4} = 13.11V$$

$$V_{R2} = V_{CC} - V_{R4} - V_{BE2}$$

$$V_{R2} = 0.29V$$

$$I_{c2} = \frac{V_{R2}}{R_2}$$

$$I_{c2} = 1.3mA$$

$$V_{POT} = I_{c2} \cdot R_{POT}$$

$$V_{CE3} = V_{CC} - V_{POT} - V_{BE1}$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - V_{CE3}$$

$$V_{CE1} = V_{POT} + V_{BE1}$$

Obținem următoarea dependență a limitelor superioare și inferioare de rezistență potențiometrului

$$\text{limita superioară} - V_{CE1} = R_{POT} \cdot 1.3 \cdot 10^{-3} + 0.6$$

$$\text{limita inferioară} - V_{CE3} = 13.4 - R_{POT} \cdot 1.3 \cdot 10^{-3}$$

Dacă $V_{CE1} = V_{CE2}$ atunci R_{POT} Teoretic = 4.9 kΩ

Practic, punctul static de funcționare diferă, iar $V_{CE1} = V_{CE2}$ se obține la $R_{POT} = 5.63$ kΩ

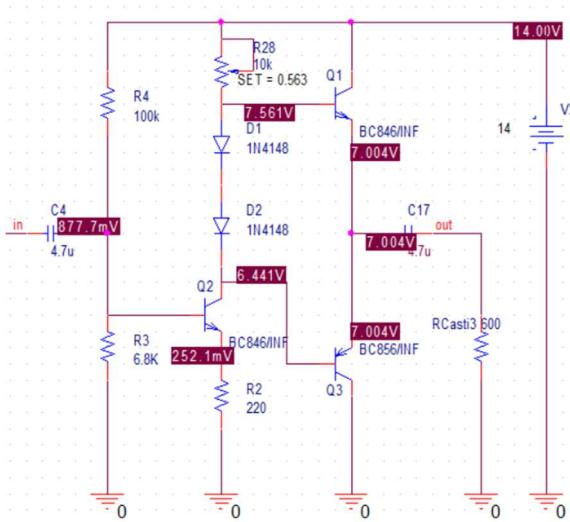


Fig. 25 Simulare de tip Bias Point pentru $R_{POT} = 5.63\text{k}\Omega$

Cu valorile alese pentru componentele schemei, inclusiv cu valoarea potențiometrului setată la $5.63\text{k}\Omega$, obținem următorul răspuns în frecvență:

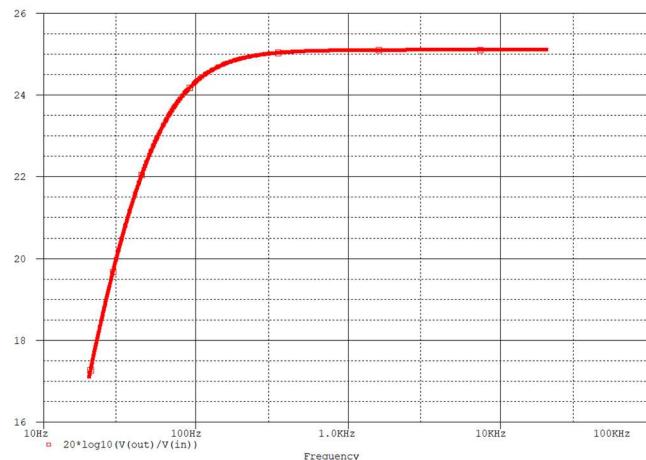


Fig. 26 Răspunsul în frecvență al amplificatorului de clasă AB la valoarea potențiometrului setată la $5.63\text{k}\Omega$ [pg 38]

În cazul frecvenței neutre, aceasta ieșe atenuată cu cel puțin 20dB din corectorul de ton. În urma amplificării de 40dB din etajul de amplificare emitor comun, aceasta o să aibă o amplitudine de 0.2V, reprezentând amplitudinea semnalului de intrare în etajul de amplificare de clasă AB.

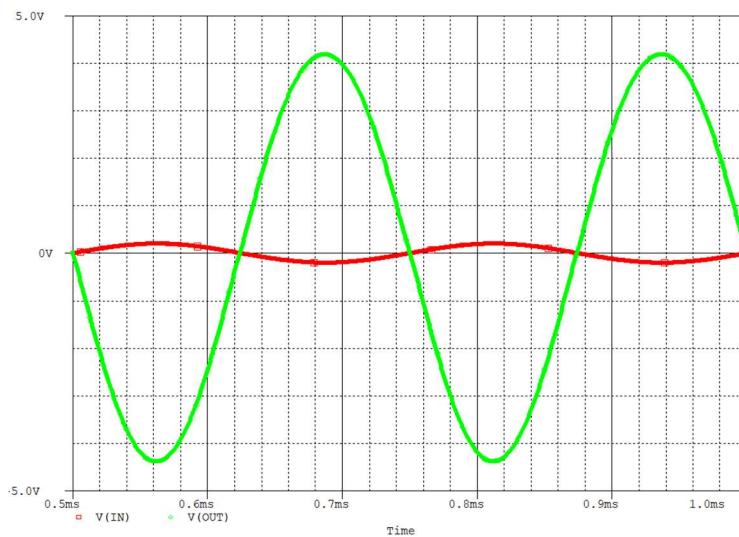


Fig. 27 Simulare de tip transient la frecvența neutră cu valoarea potențiometrului setată la $5.63\text{k}\Omega$ [pg 39]

Semnalul nu este tăiat și poate fi amplificat mai mult cu compromisul apariției distorsunilor. În plus, este din nou defazat cu 180 de grade, însă luând în considerare defazare introdusă și de primul etaj de amplificare, aceasta devine 360, deci 0 grade.

3. Analiza globală a circuitului

Având în vedere fiecare parte constituentă a circuitului analizată anterior, prin introducerea unor condensatori între corectorul de ton și amplificator, dar și între etaje de amplificare obținem schema circuitului. Semnalizarea luminoasă se realizează cu 2 LED-uri și 2 rezistențe a căror rol este de a limita curentul la o valoare conformă cu data sheet-ul, atât pentru tensiuni pozitive, cât și pentru tensiuni negative (alimentare bipolară).

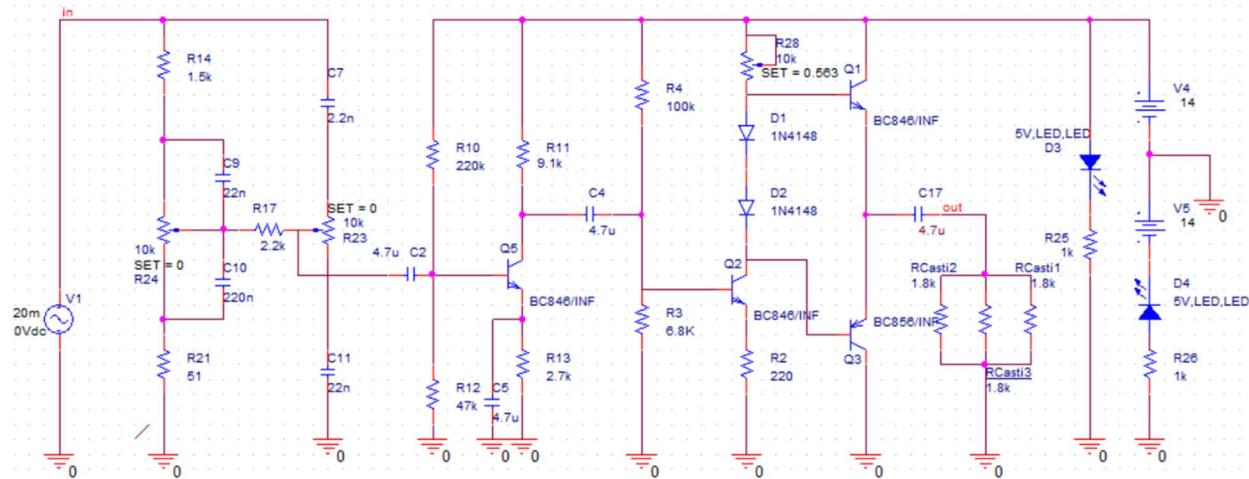


Fig. 28 Schema completă a preamplificatorului cu corecție de ton

Lăsând valoarea potențiometrului la $5.63\text{k}\Omega$, obținem următoarele răspunsuri în frecvență la diferite setări de bass control și treble control, unde cut înseamnă setarea potențiometrelor la 0%, boost înseamnă setarea acestora la 100%, iar normal înseamnă setarea acestora la 10%, corectorul de ton introducând doar atenuarea datorată pasivității proprii.

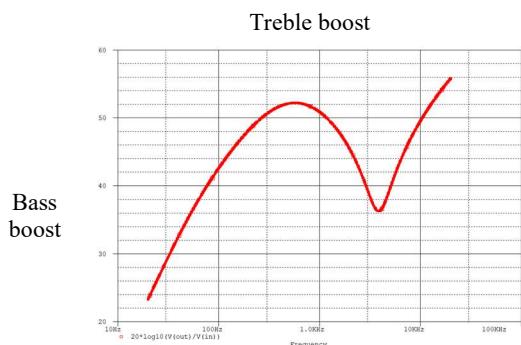


Fig. 29 [pg 40]

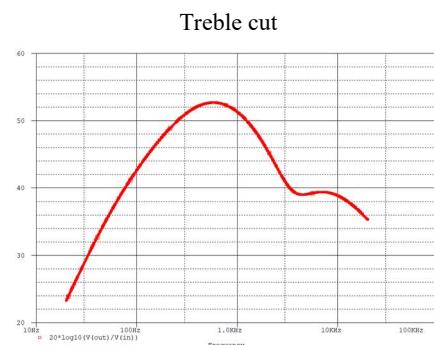


Fig. 30 [pg 41]

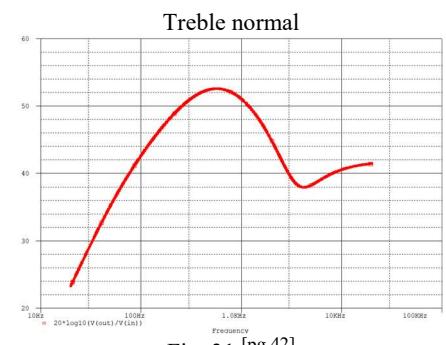


Fig. 31 [pg 42]

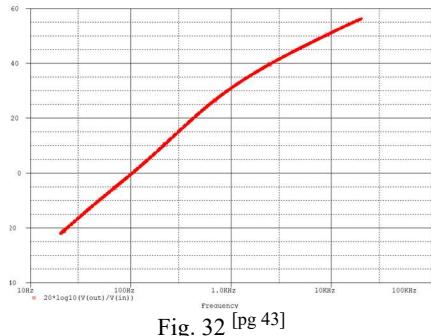


Fig. 32 [pg 43]

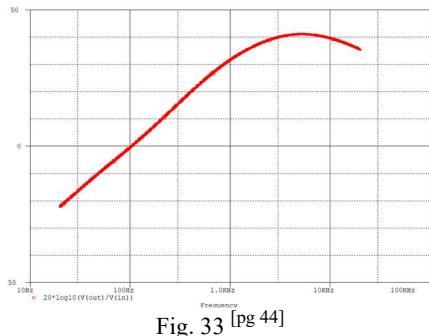


Fig. 33 [pg 44]

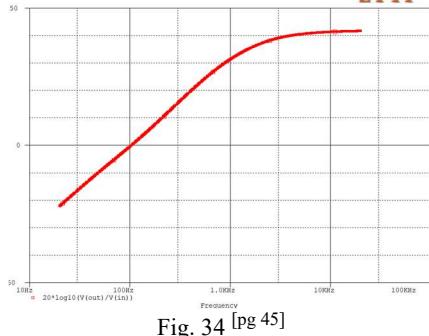


Fig. 34 [pg 45]

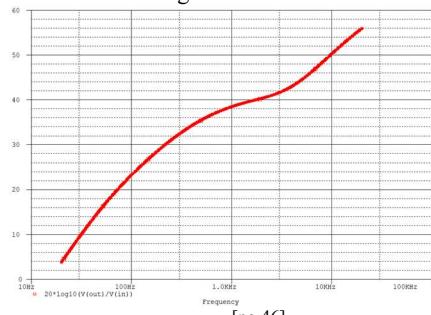


Fig. 35 [pg 46]

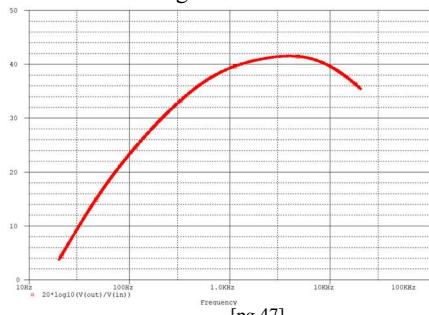


Fig. 36 [pg 47]

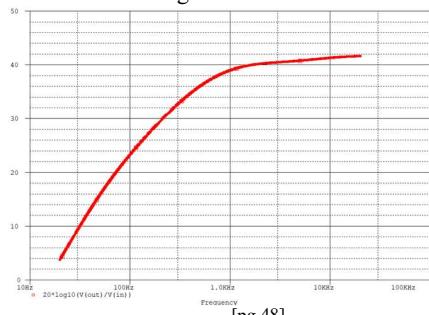


Fig. 37 [pg 48]

Se remarcă compromisurile antementionate, frecvențele foarte joase nefiind amplificate suficient, iar frecvențele înalte nefiind atenuate suficient. În situațiile în care frecvența neutră nu este amplificată cu exact 40 dB, acest lucru poate fi rectificat prin modificare potențiometrului, însă, există posibilitatea ca la alte frecvențe, semnalul să fie tăiat.

Așadar, în cazul bass boost și treble boost, valoarea potențiometrului trebuie setată la 86%. Însă, în cadrul simulației transient se observă o amplificare de 40dB chiar și cu potențiometrul setat la 56.3%. Pentru o amplitudine de 20mV, amplificarea de 40dB înseamnă un nivel de tensiune de 2V.

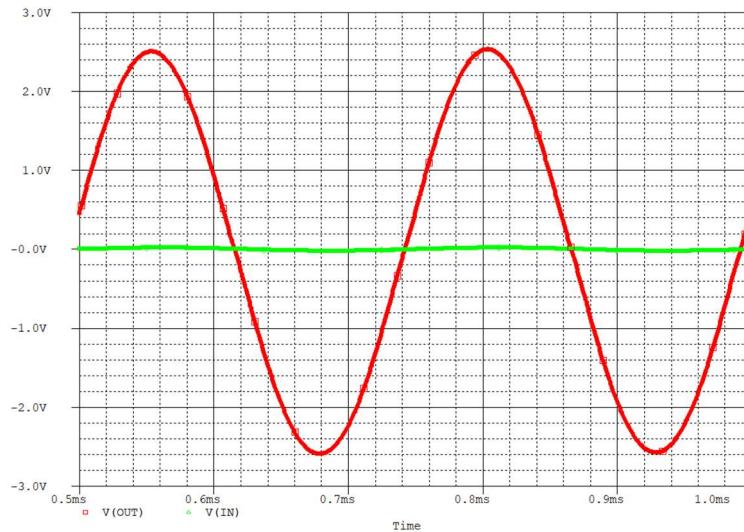


Fig. 38 Simulare transient care subliniază amplificarea de 40dB în cazul frecvenței neutre [pg 49]

Diferențele de ± 14 dB între frecvențele de sus, respectiv, de jos și frecvența neutră apar doar în cazurile următoare: amplificarea și atenuarea frecvențelor joase și amplificarea frecvențelor înalte.

4. Bibliografie

- Dobrescu Dragoș, Notițe Curs Circuite Electronice Fundamentale 2021-2022, anul II
- https://www.guitarscience.net/tsc/james.htm#RIN=1&R1=1.5k&RB=10k&R3=51&R4=2.2k&RL=25k&RT=10k&C1=22n&C2=220n&C3=2.2n&C4=22n&RB_pot=Linear&RT_pot=Linear
- Audio/Radio Handbook National Semiconductor 1980 http://bitsavers.trailing-edge.com/components/national/_dataBooks/1980_National_Audio_Radio_Handbook.pdf
- Negative-Feedback Tone Control 1952, P.J.Baxanadall <https://learnabout-electronics.org/Downloads/NegativeFeedbackTone.pdf>
- https://www.youtube.com/watch?v=P_ENvucaZkI&t=3s&ab_channel=FesZElectronics
- <https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>
- https://www.youtube.com/watch?v=7Pv-j_R3YP4&ab_channel=GreatScott%21
- https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amp_5.html
- <https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/class-ab-amplifier.html>
- <https://www.elprocus.com/class-ab-amplifier/>
- <https://www.electronics-lab.com/article/class-ab-amplifiers/>
- <https://sound-au.com/dwopa2.htm>
- <https://learnabout-electronics.org/Amplifiers/amplifiers42.php>
- <http://www.radiosantiguas.com/Books%20Audio/2004%20THE%20JAMES%20BAXANDALL%20PASSIVE%20TONE%20CONTROL%20-%20Inictel.pdf>

5. Anexe

5.1 Simulări

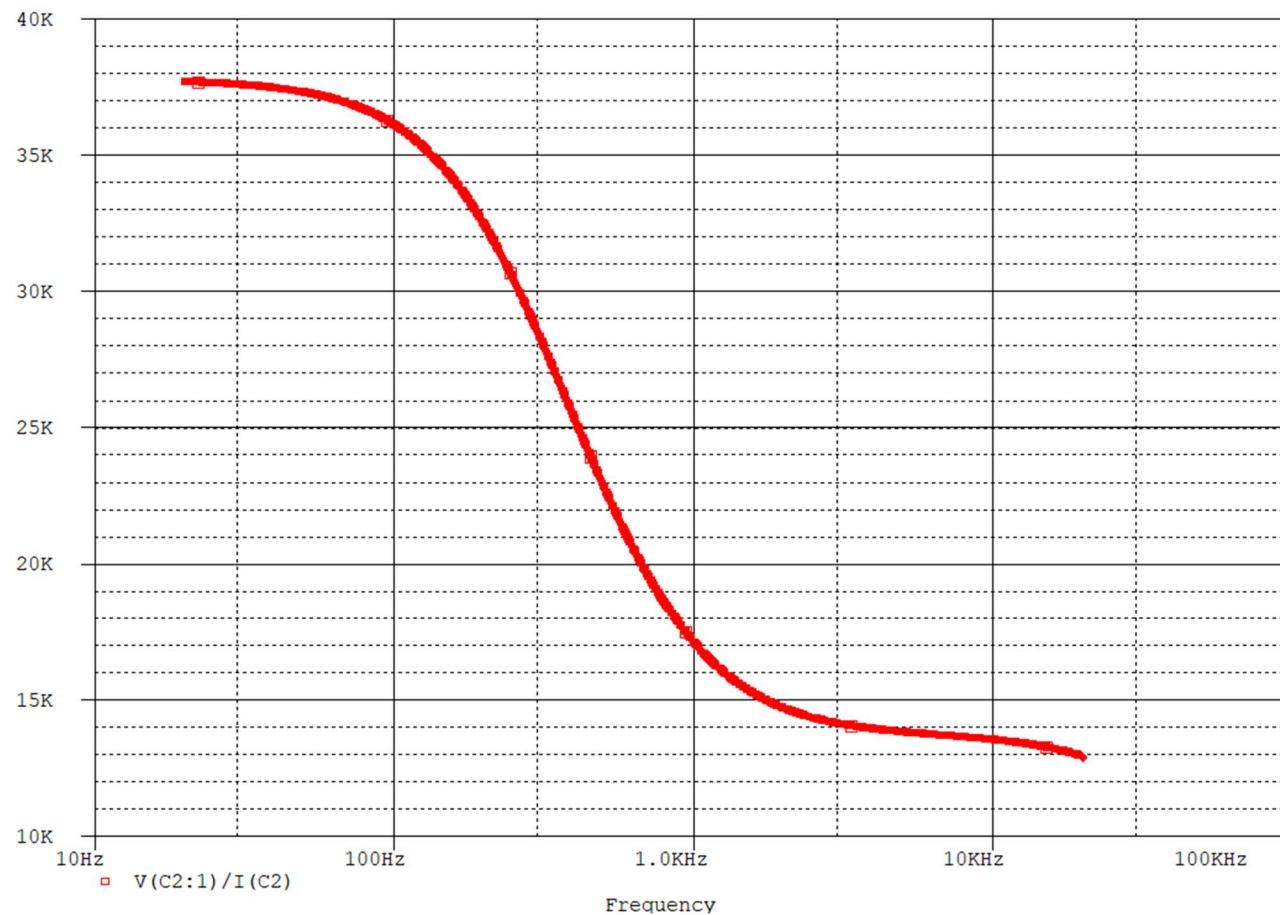


Fig. 1 Dependența rezistenței de sarcină a corectorului de ton Baxandall cu frecvența

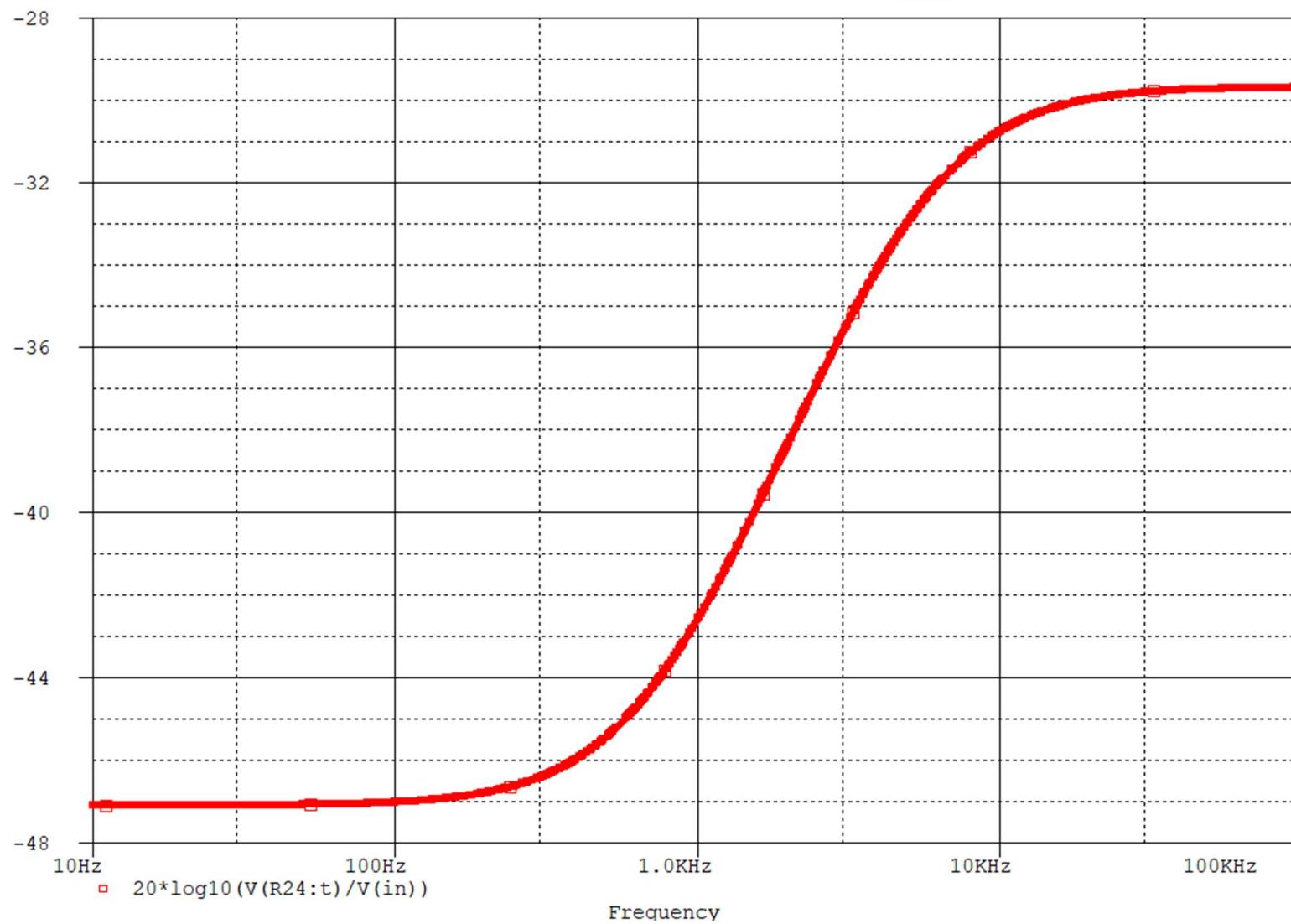


Fig. 5 Atenuarea frecvențelor joase

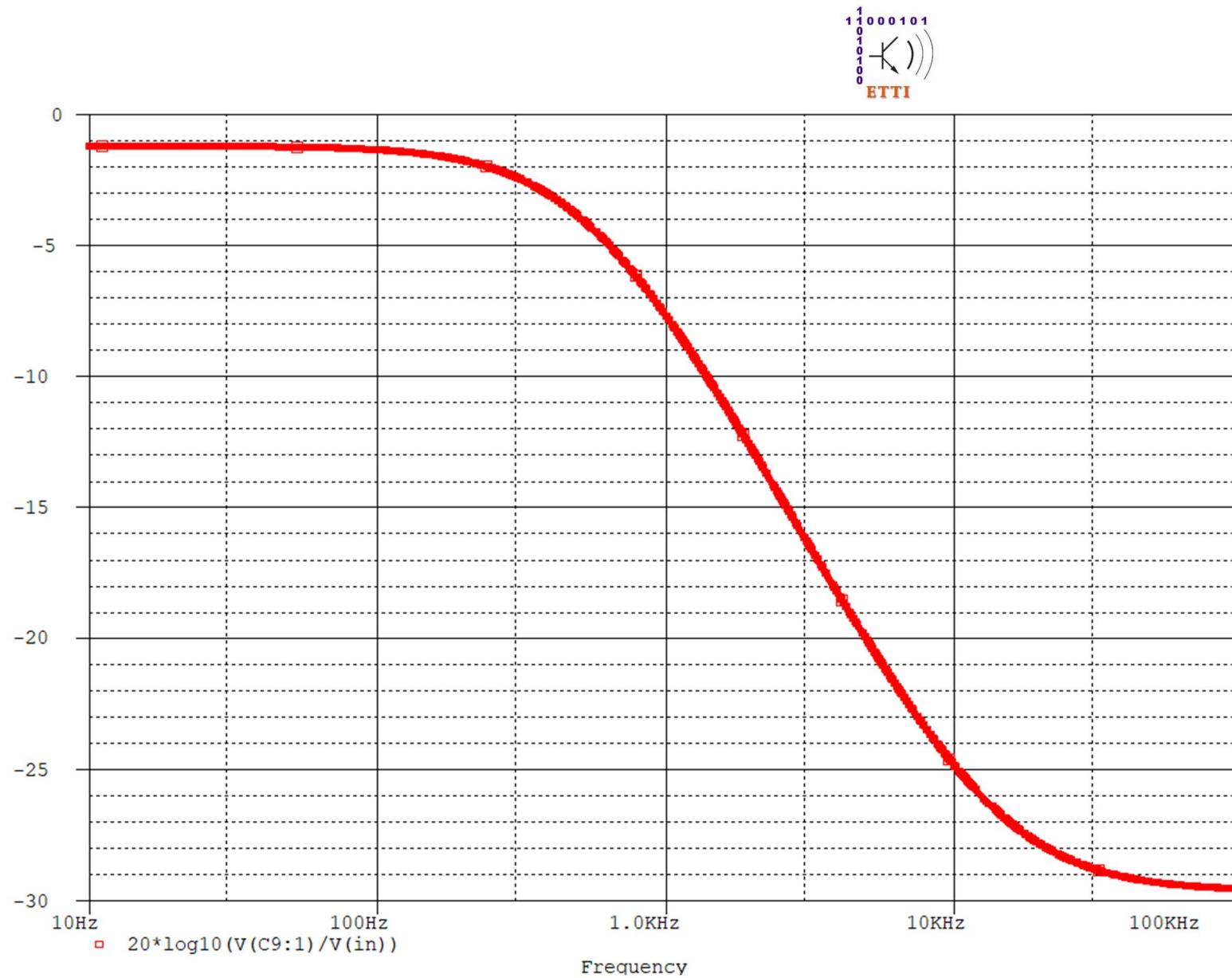


Fig. 6 Amplificarea frecvențelor joase

1 1 0 0 0 1 0 1
1 0 0 1 0 1 0 0
ETTI

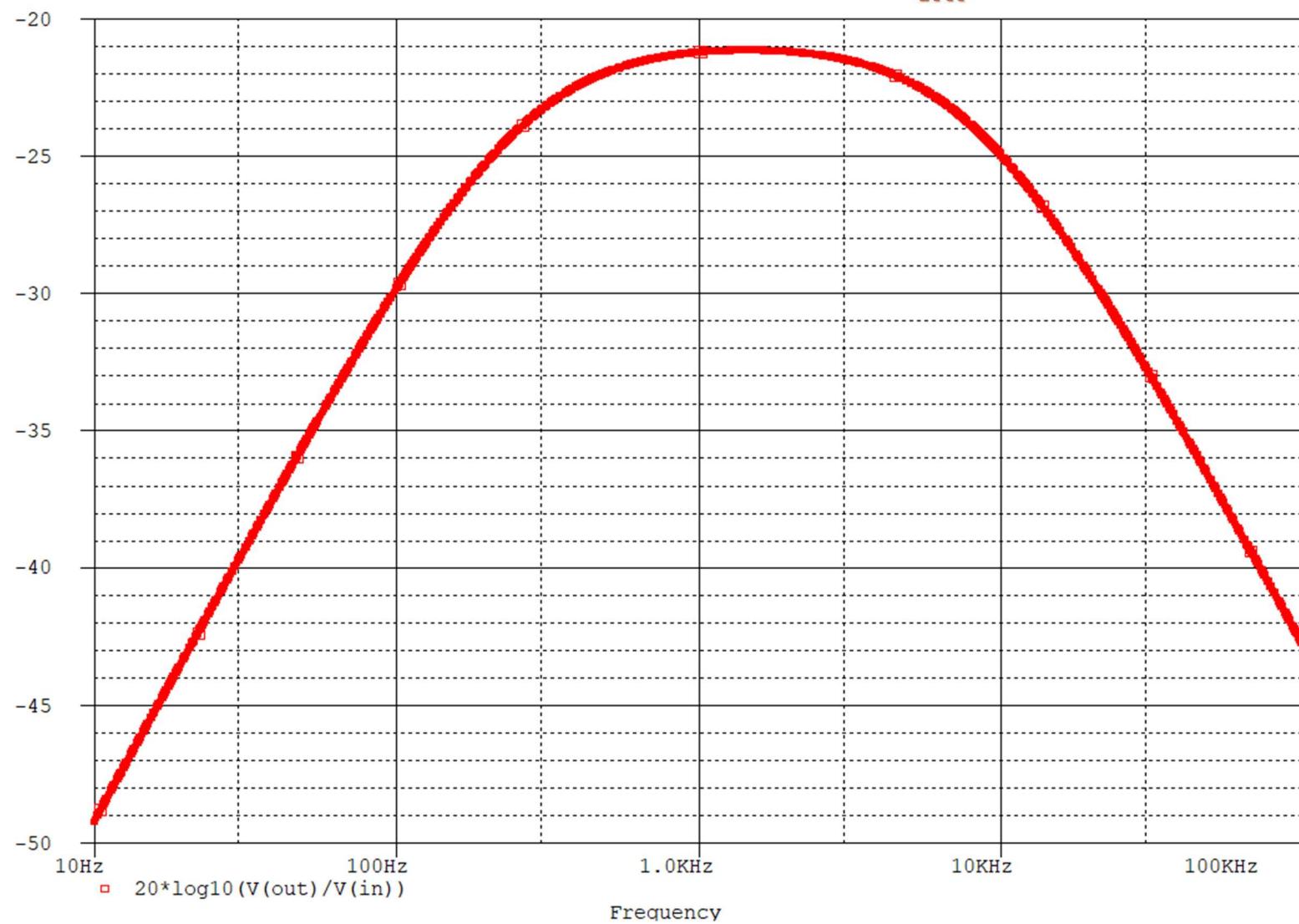


Fig. 9 Atenuarea frecvențelor înalte

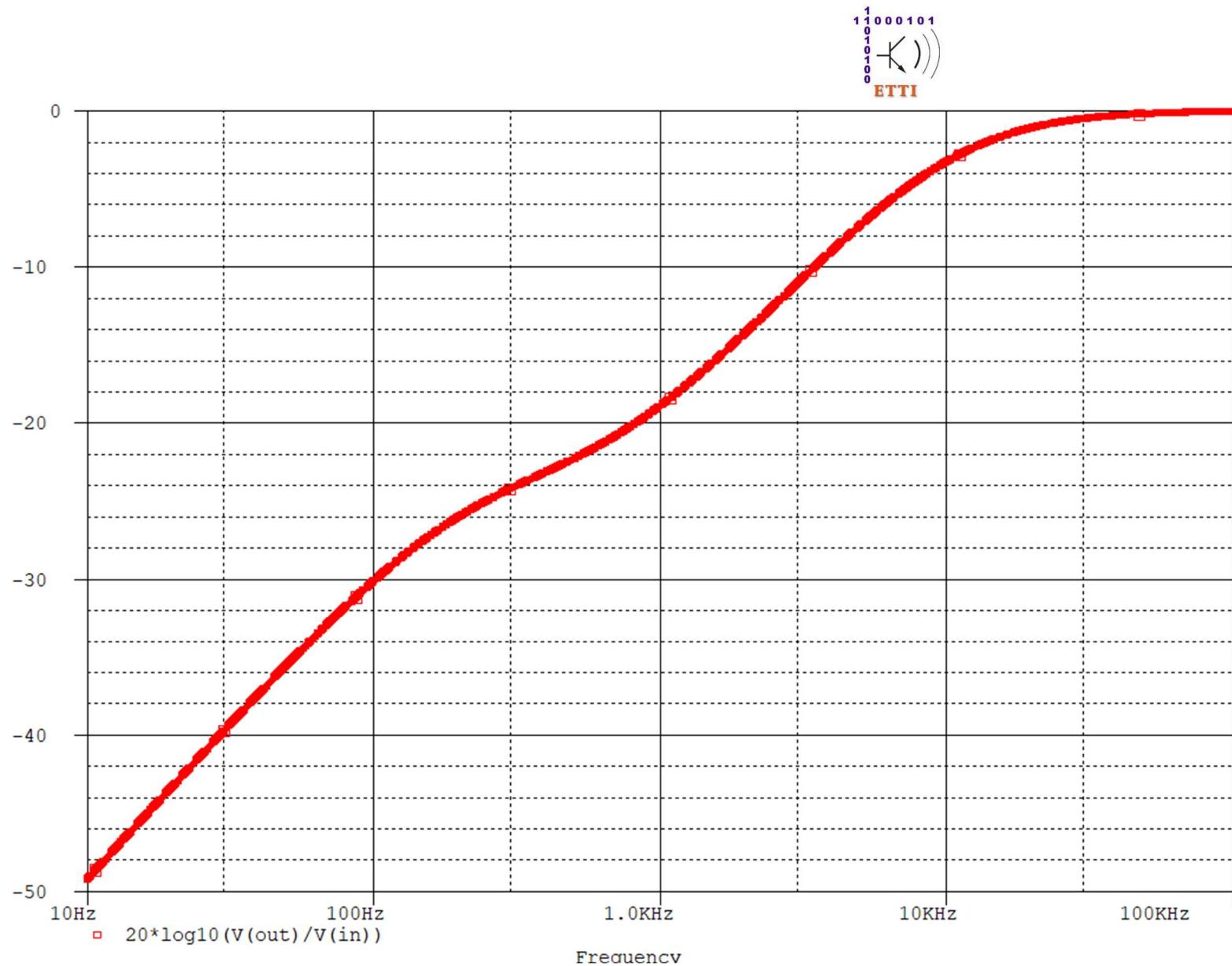


Fig. 10 Amplificarea frecvențelor înalte

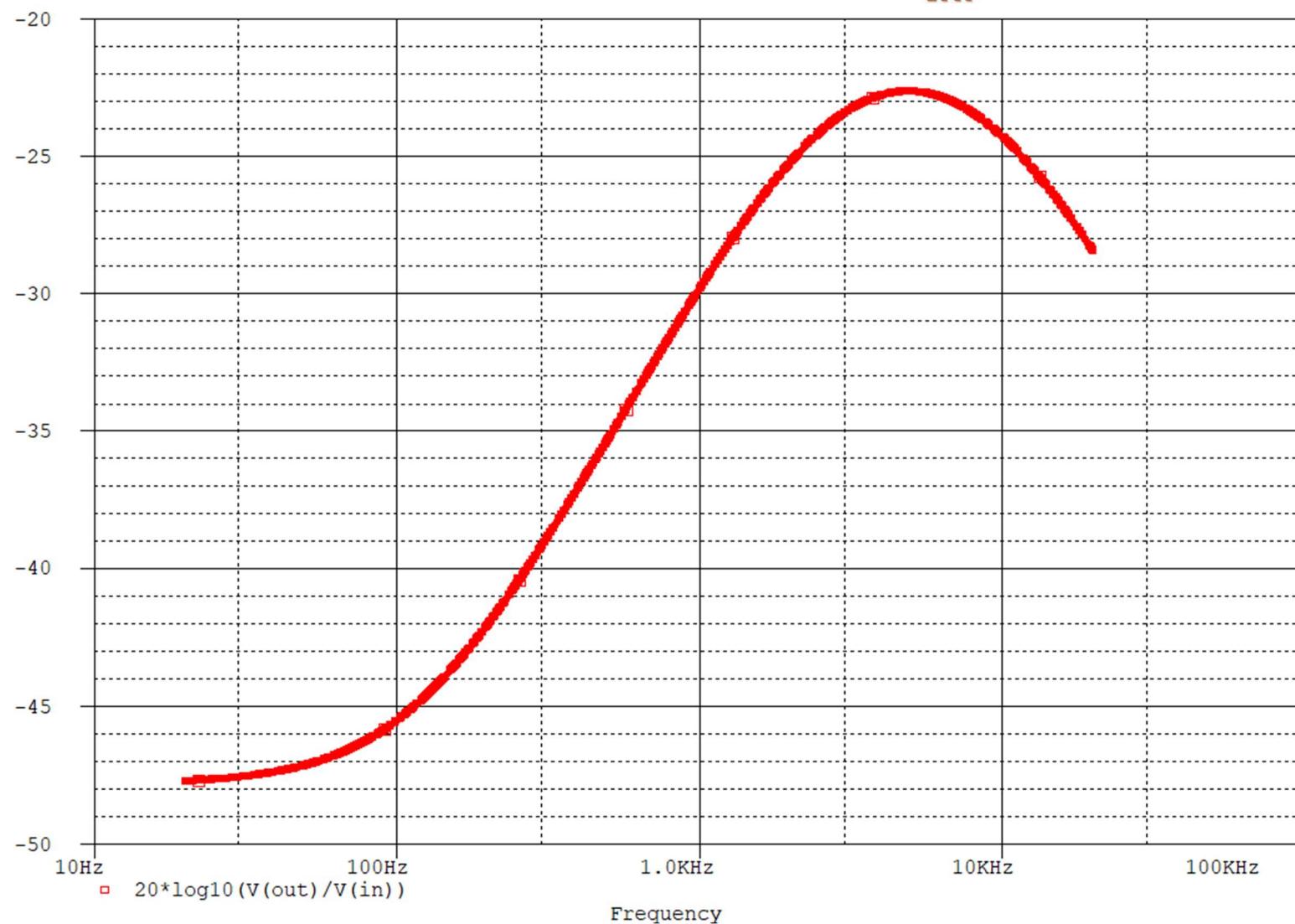


Fig. 12 Atenuarea frecvențelor înalte și joase în intervalul 20Hz – 20kHz

1
1 0 0 0 1 0 1
0
0 1 0 0 0 1 0 1
0
ETTI

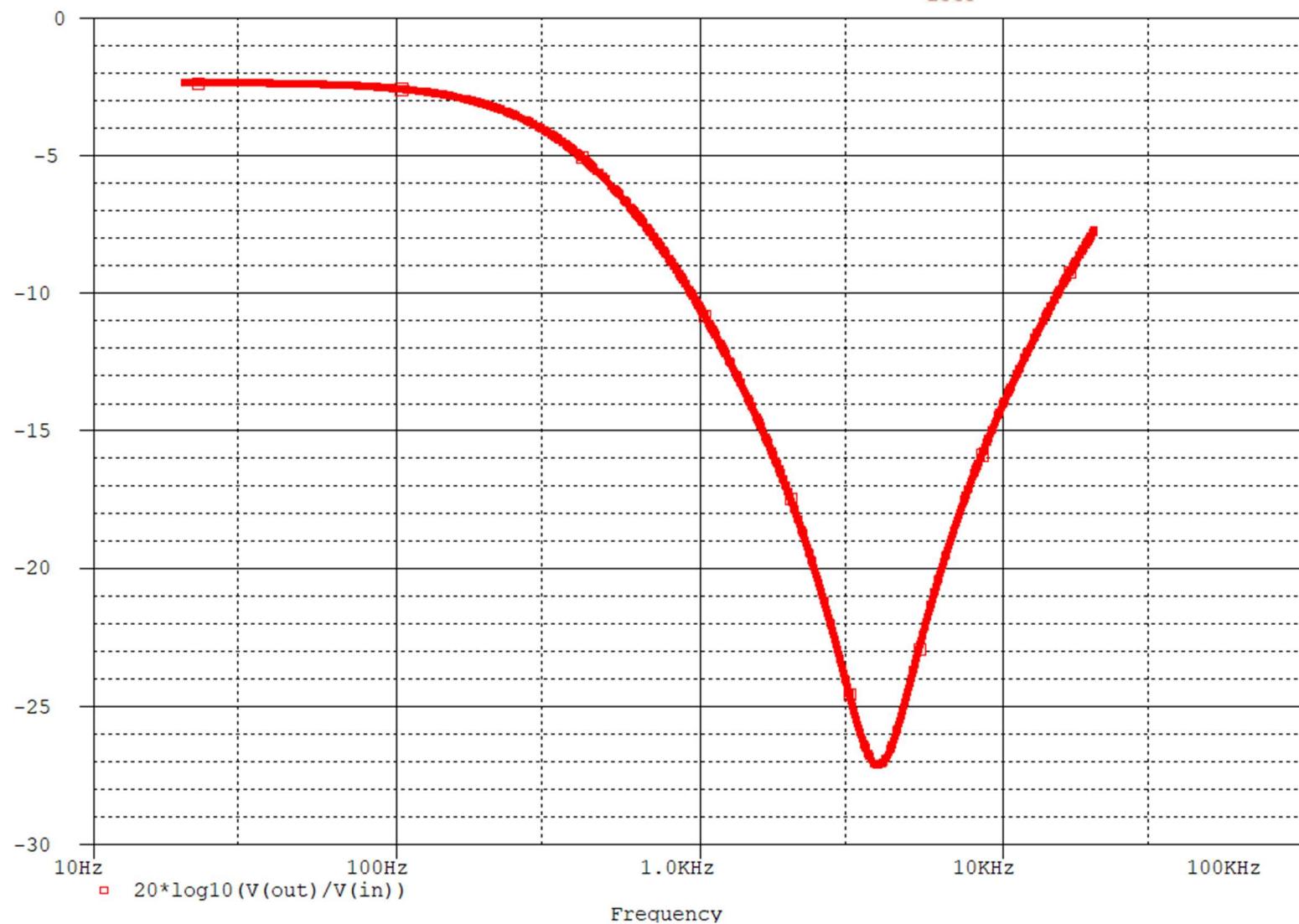


Fig. 13 Amplificarea frecvențelor înalte și joase în intervalul 20Hz – 20kHz

11000101
0010100
0
ETTI

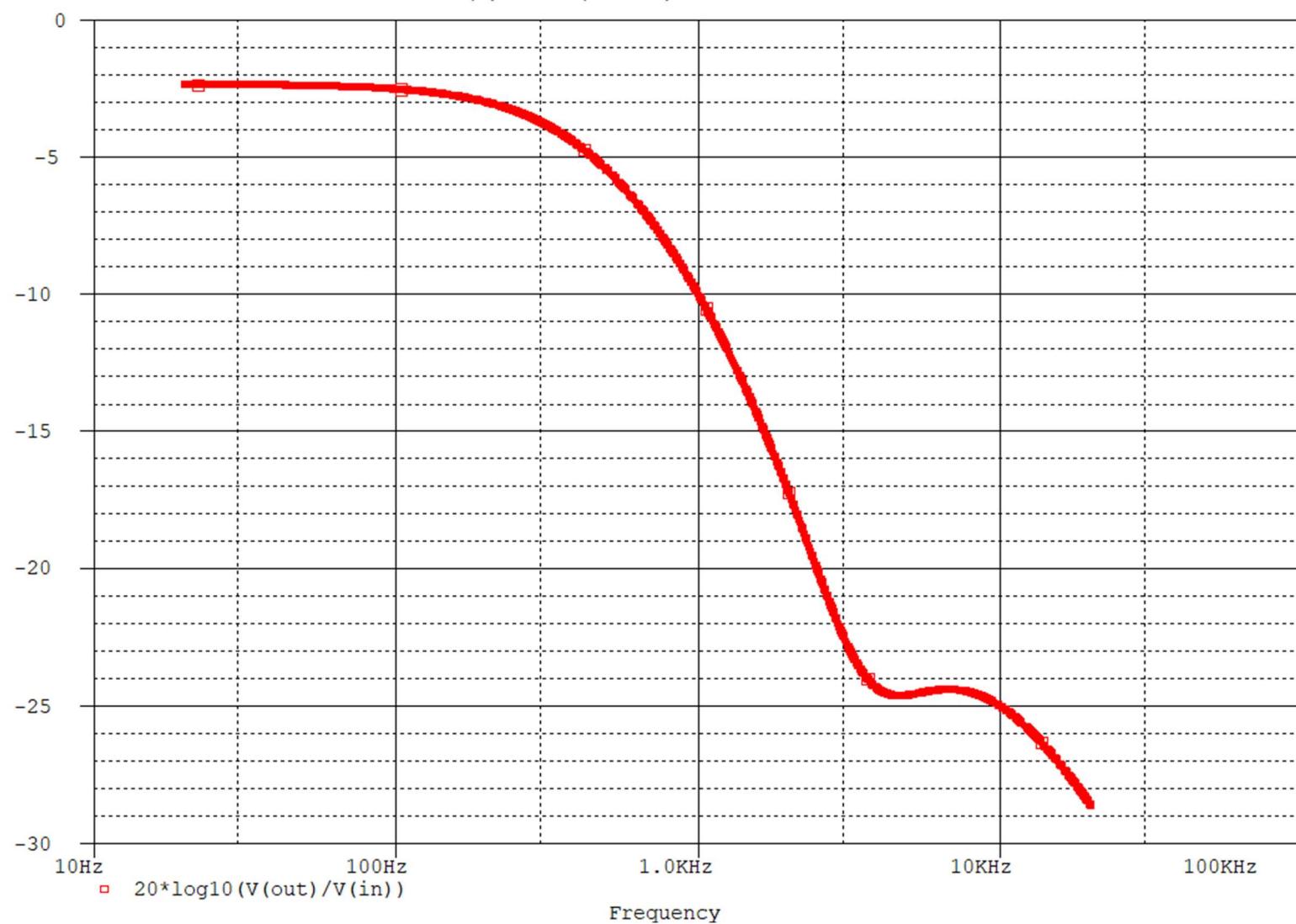


Fig. 14 Amplificarea frecvențelor joase și atenuarea frecvențelor înalte în intervalul 20Hz – 20kHz

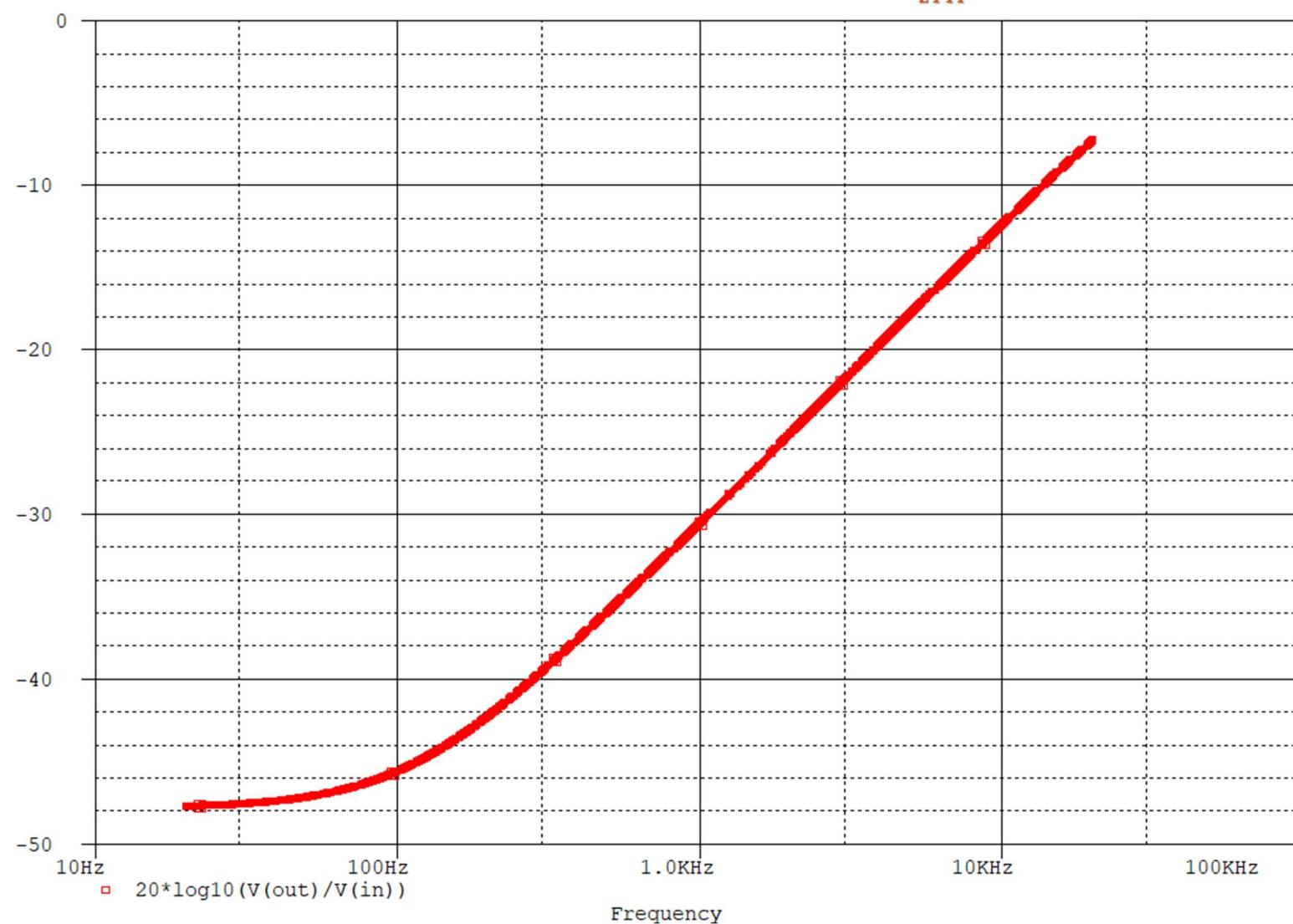


Fig. 15 Amplificarea frecvențelor înalte și atenuarea frecvențelor joase în intervalul 20Hz – 20kHz

1
1 0 0 0 1 0 1
0 1 0 1 0 1 0
0 1 0 1 0 1 0
ETTI

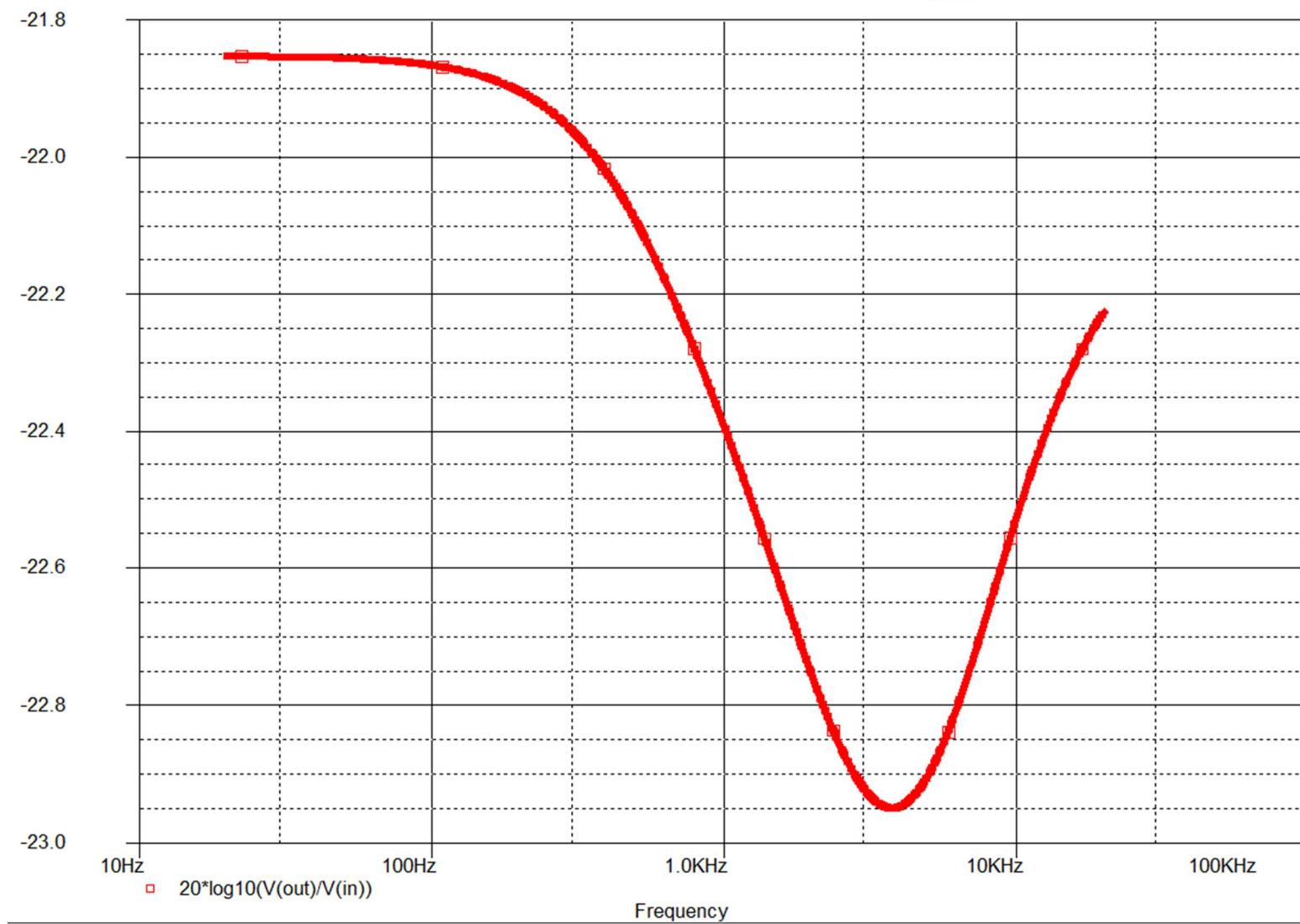


Fig. 16 Răspunsul cvasi-liniar al corectorului de ton

1
1 0 0 0 1 0 1
1 0 0 1 0 0
1 0 1 0 0 0
ETTI

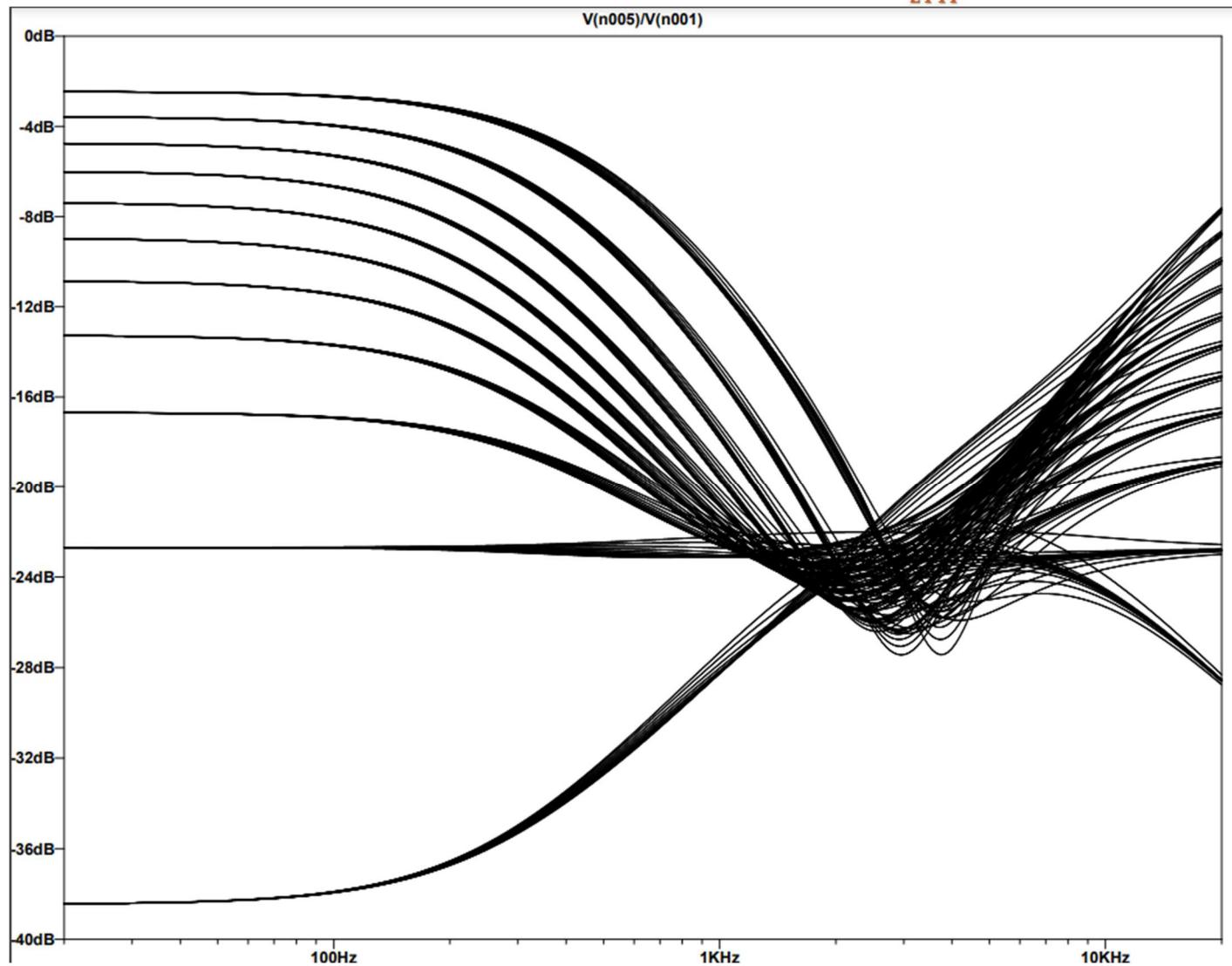


Fig. 17 Simulare parametric sweep pentru ambele potențiometre

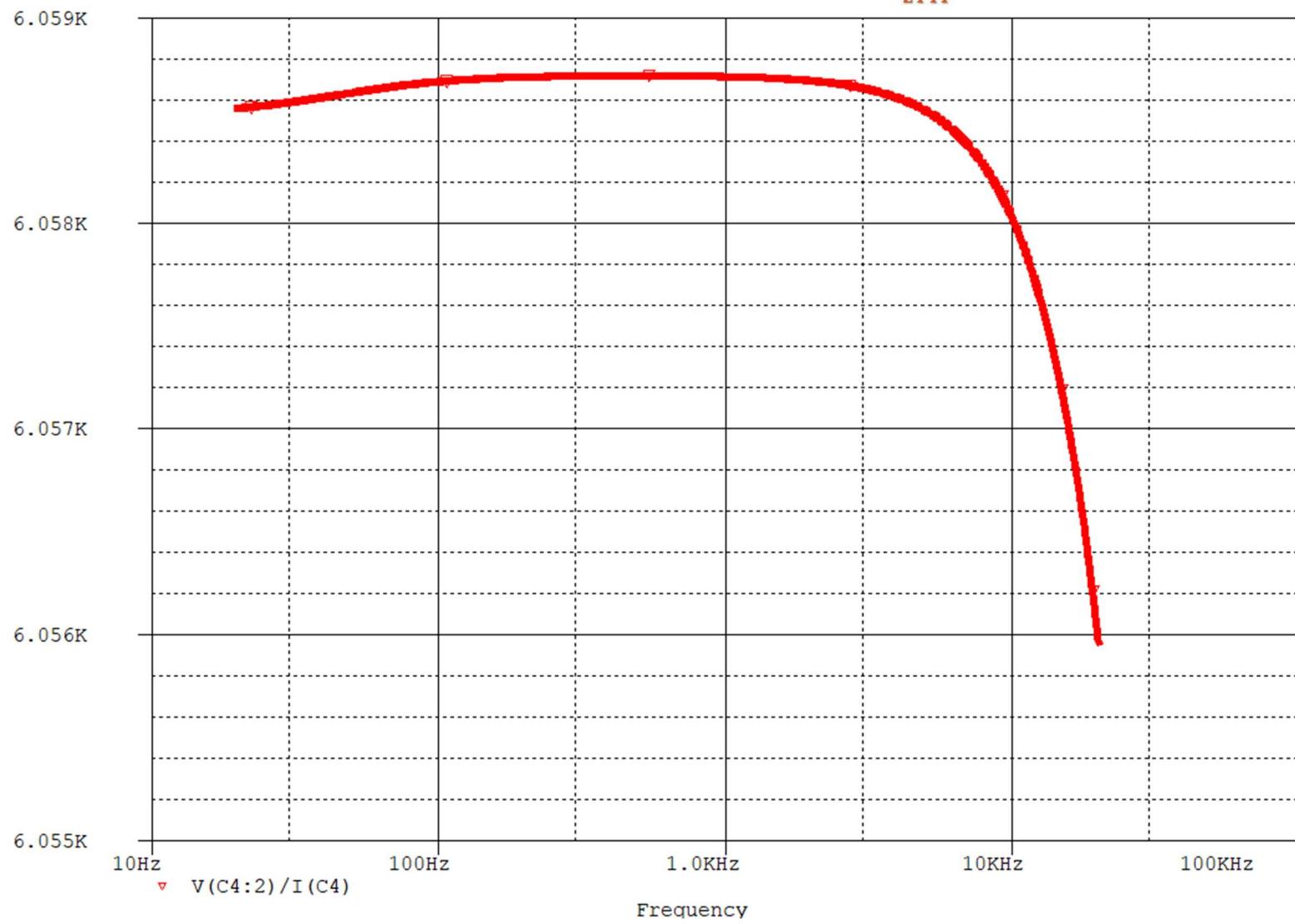


Fig. 18 Dependența rezistenței de sarcină a amplificatorului emitor comun cu frecvența

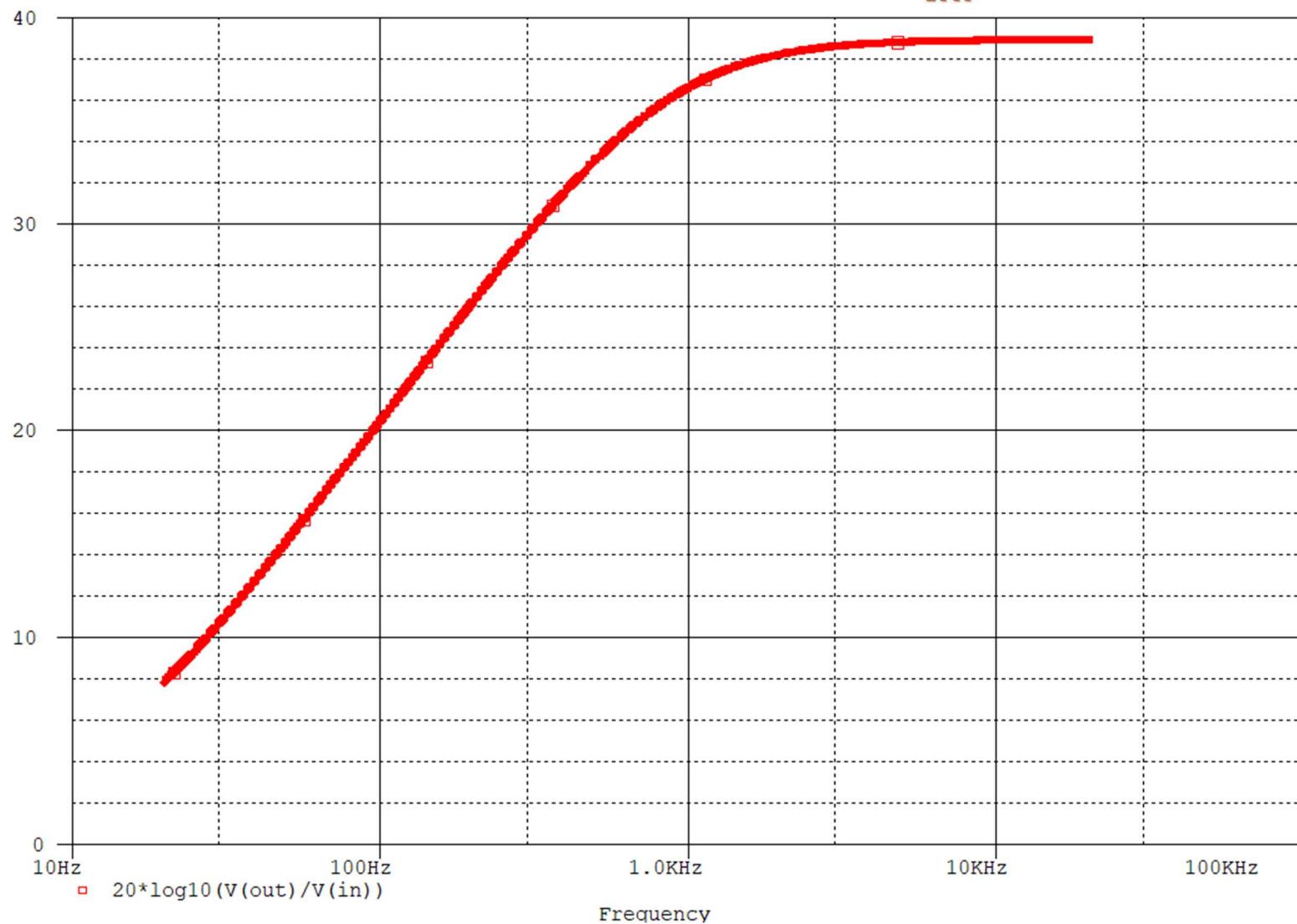


Fig. 21 Răspunsul în frecvență al amplificatorului emitor comun

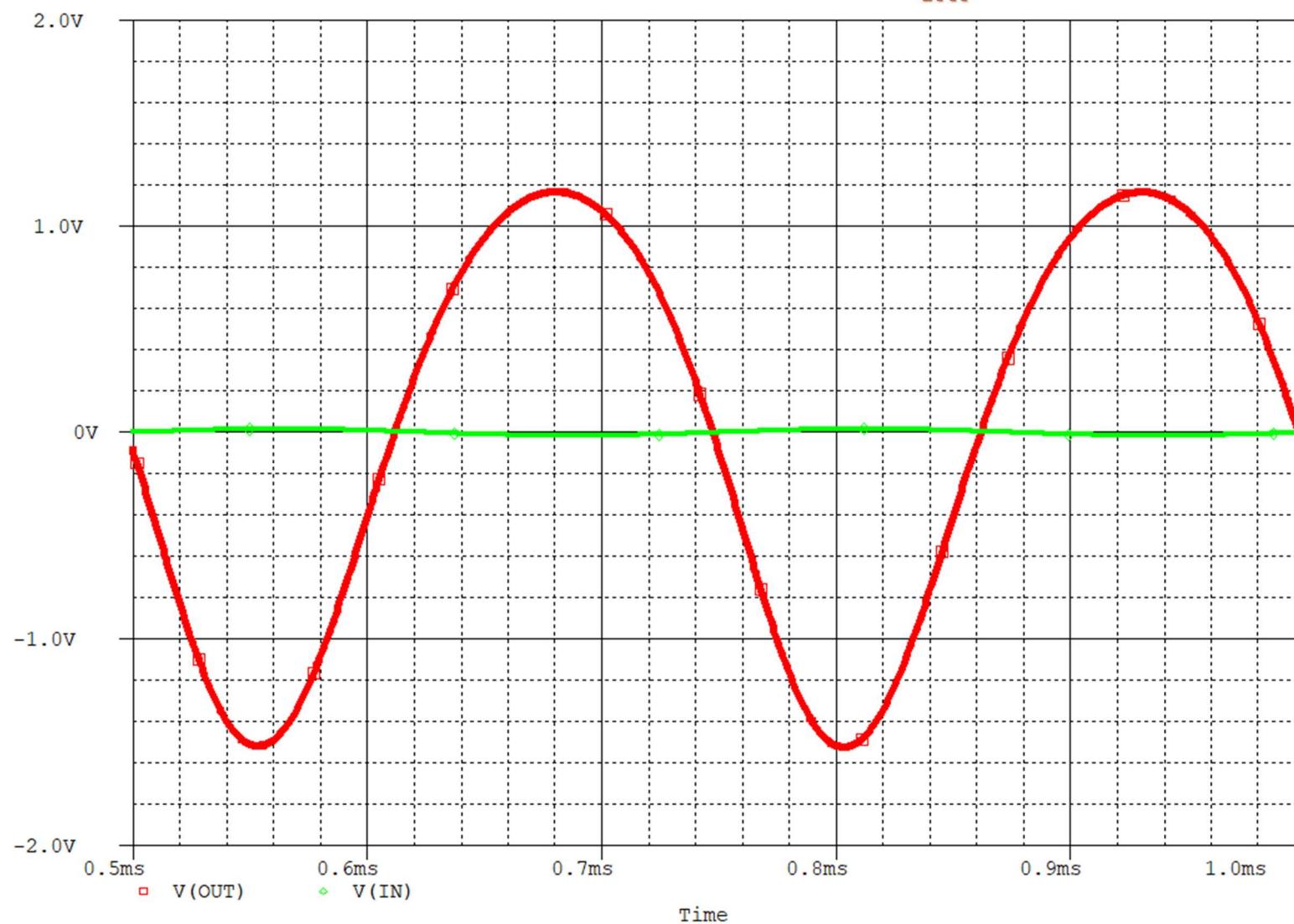


Fig. 22 Simulare de tip transient a ieșirii din amplificatorul emitor comun

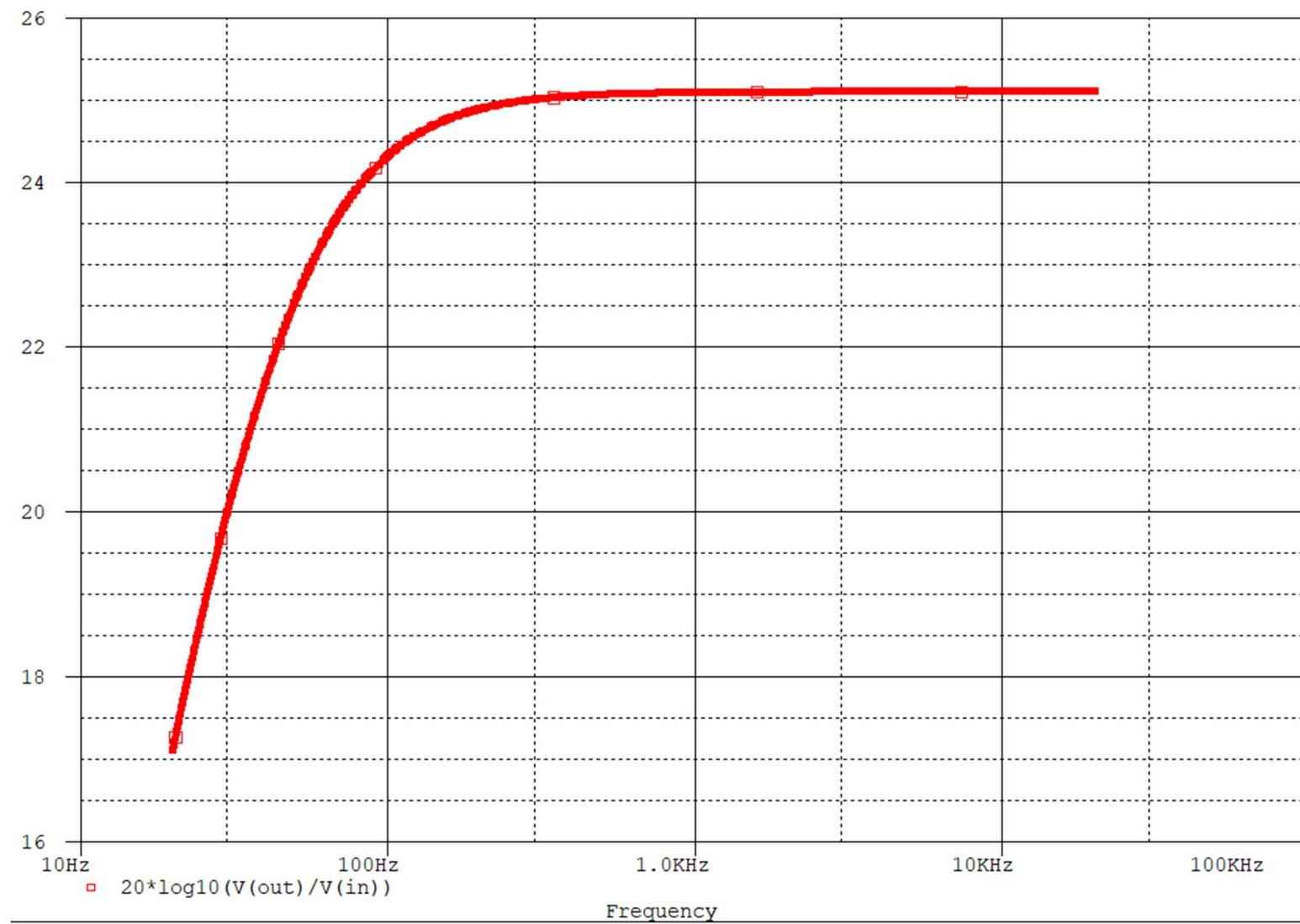


Fig. 26 Răspunsul în frecvență al amplificatorului de clasă AB la valoarea potențiometrului setată la $5.63\text{ k}\Omega$

1 1 0 0 0 1 0 1
1 0 1
- - - - -
0 0 0 0 0
ETTI

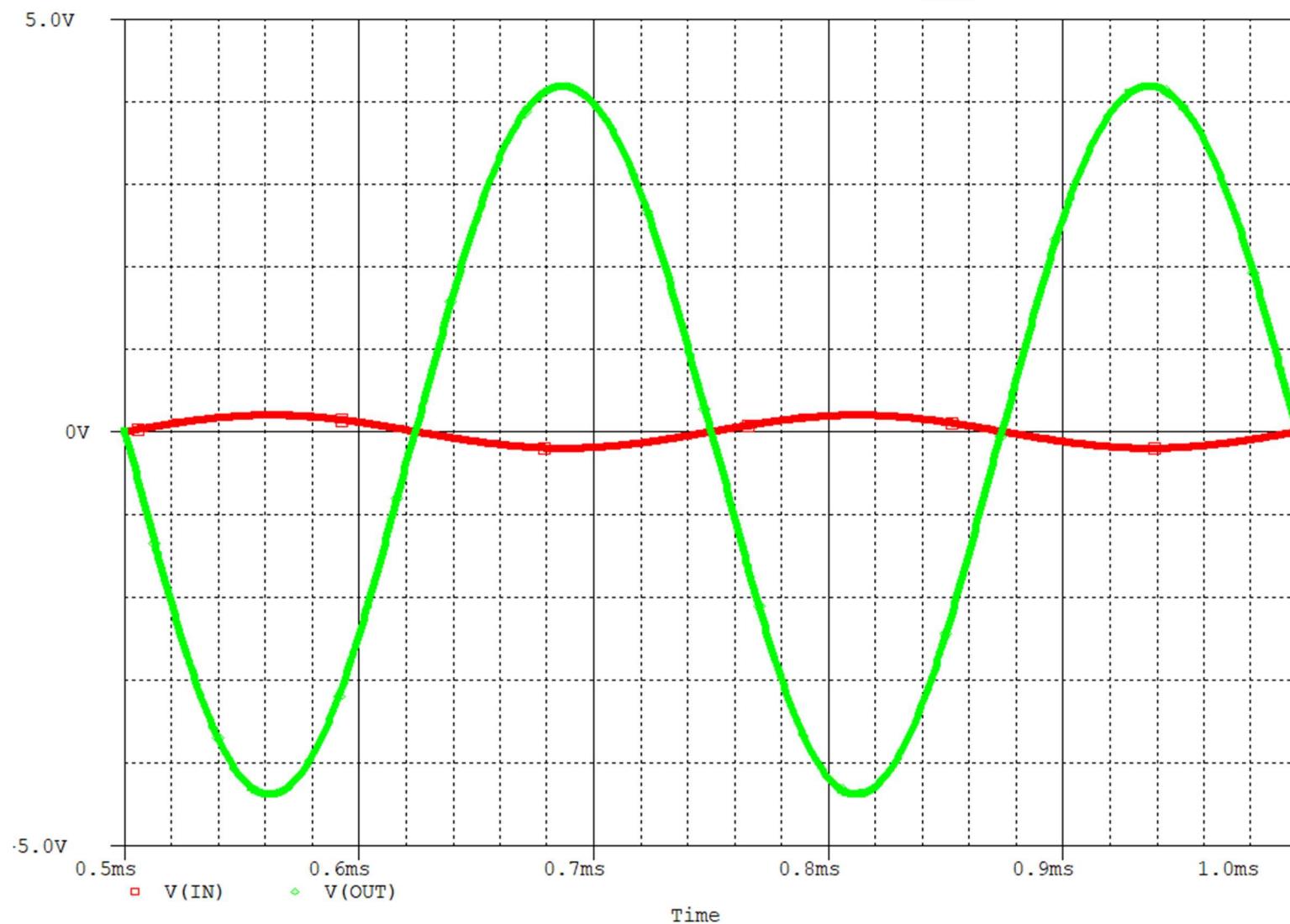


Fig. 27 Simulare de tip transient la frecvență neutră cu valoarea potențiometrului setată la $5.63\text{k}\Omega$

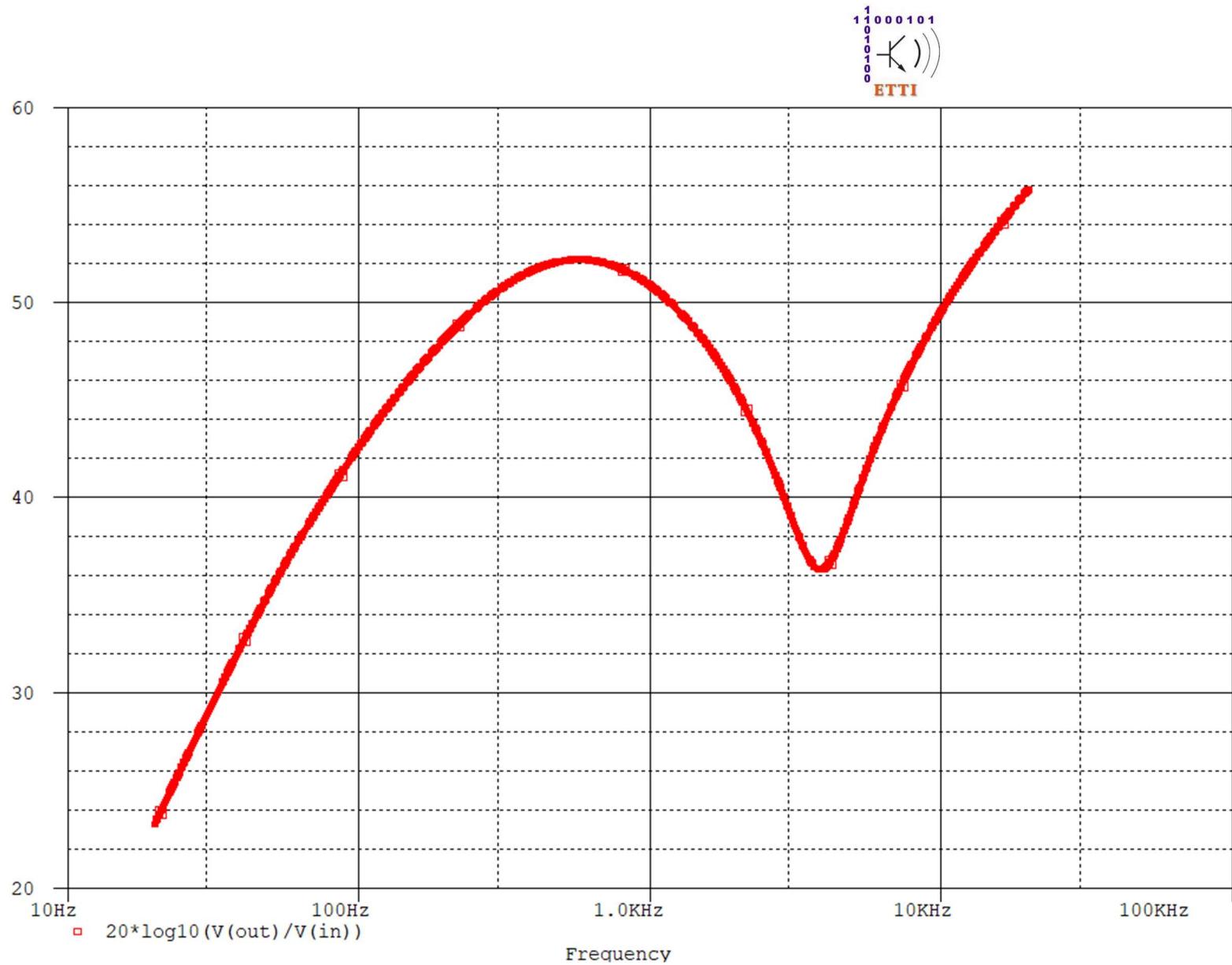


Fig. 29 Semnalul la ieșirea preamplificatorului cu corecție de ton la bass boost și treble boost

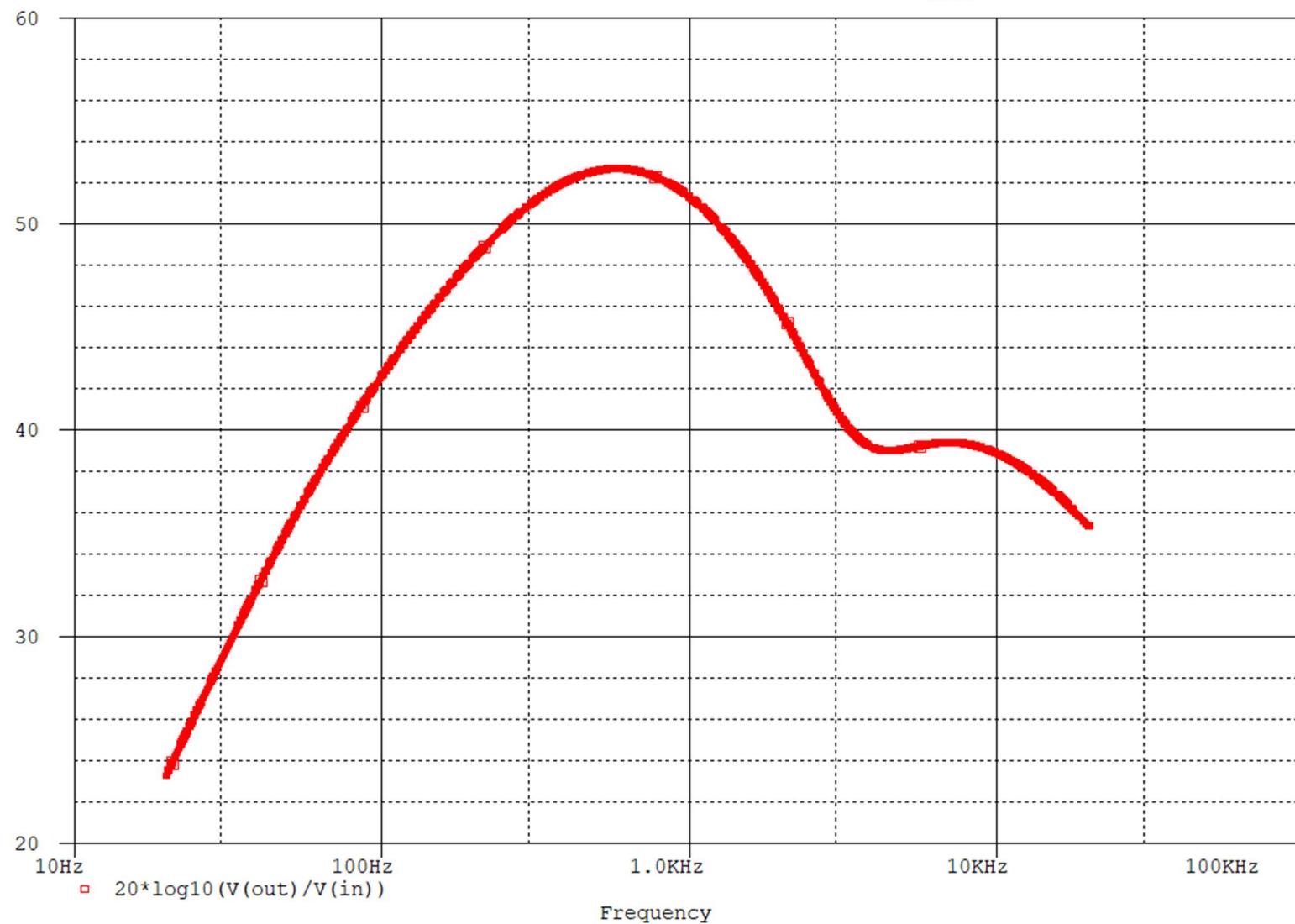


Fig. 30 Semnalul la ieșirea preamplificatorului cu corecție de ton la bass boost și treble cut

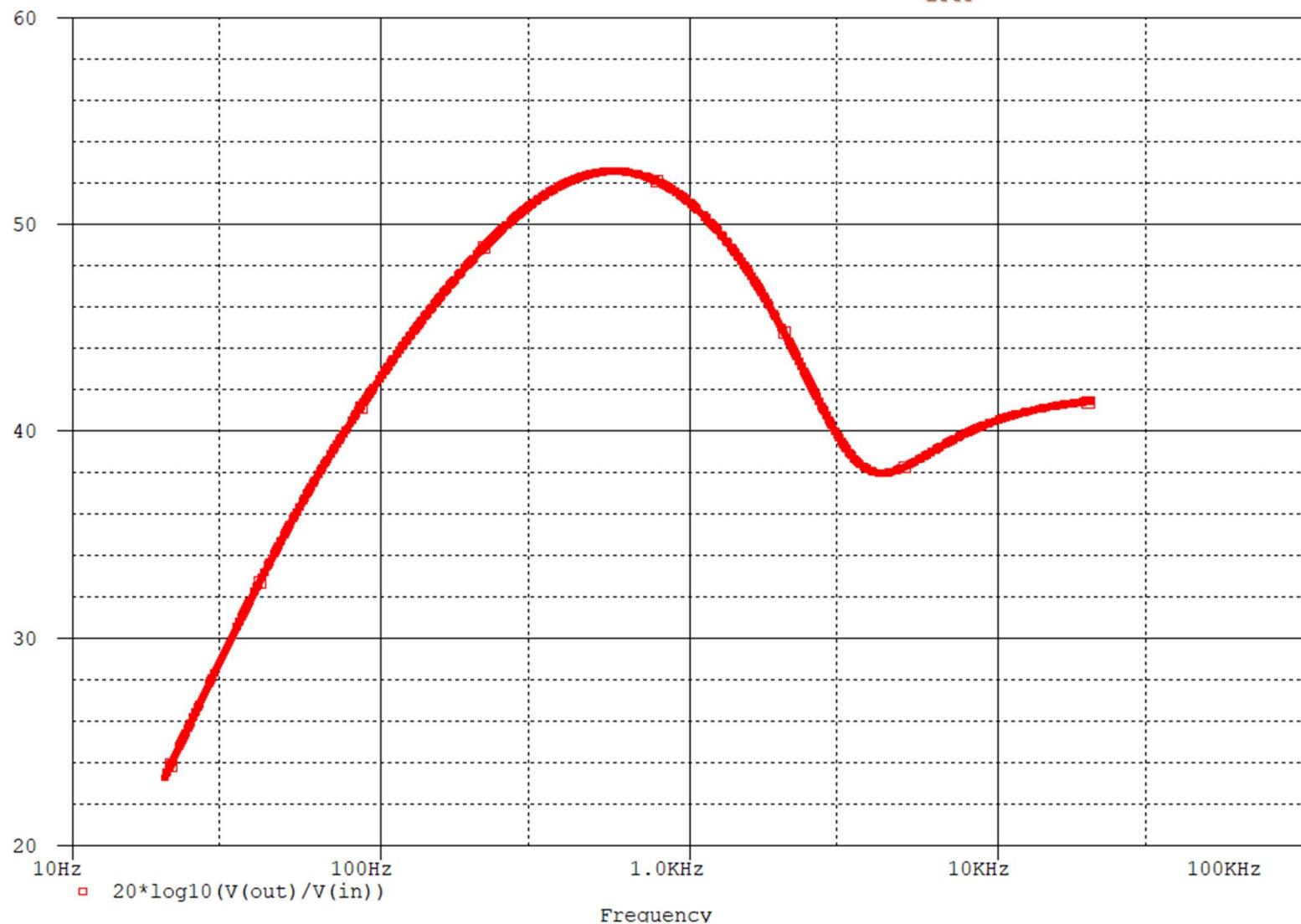


Fig. 31 Semnalul la ieșirea preamplificatorului cu corecție de ton la bass boost și treble normal

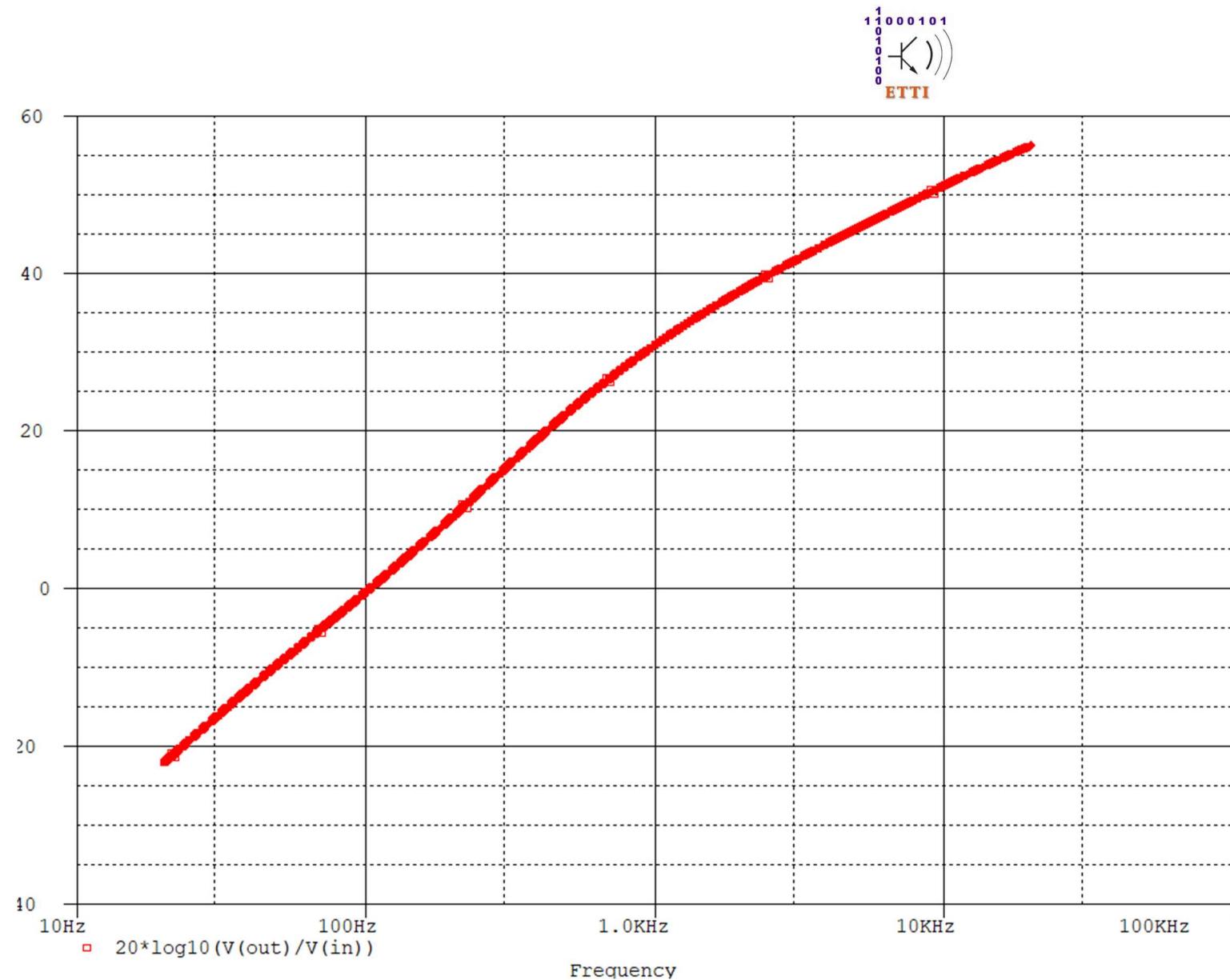


Fig. 32 Semnalul la ieșirea preamplificatorului cu corecție de ton la bass cut și treble boost

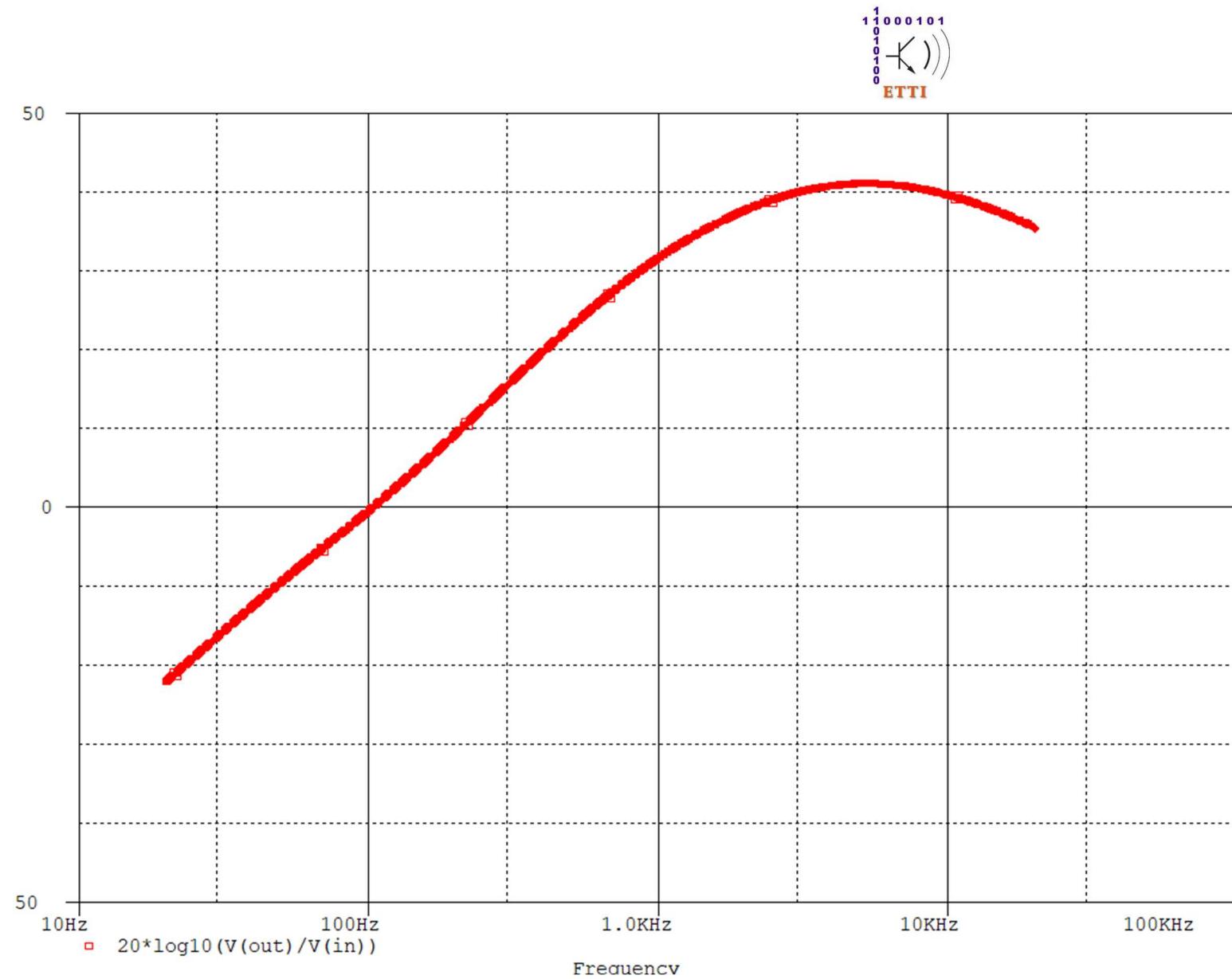


Fig. 33 Semnalul la ieșirea preamplificatorului cu corecție de ton la bass cut și treble cut

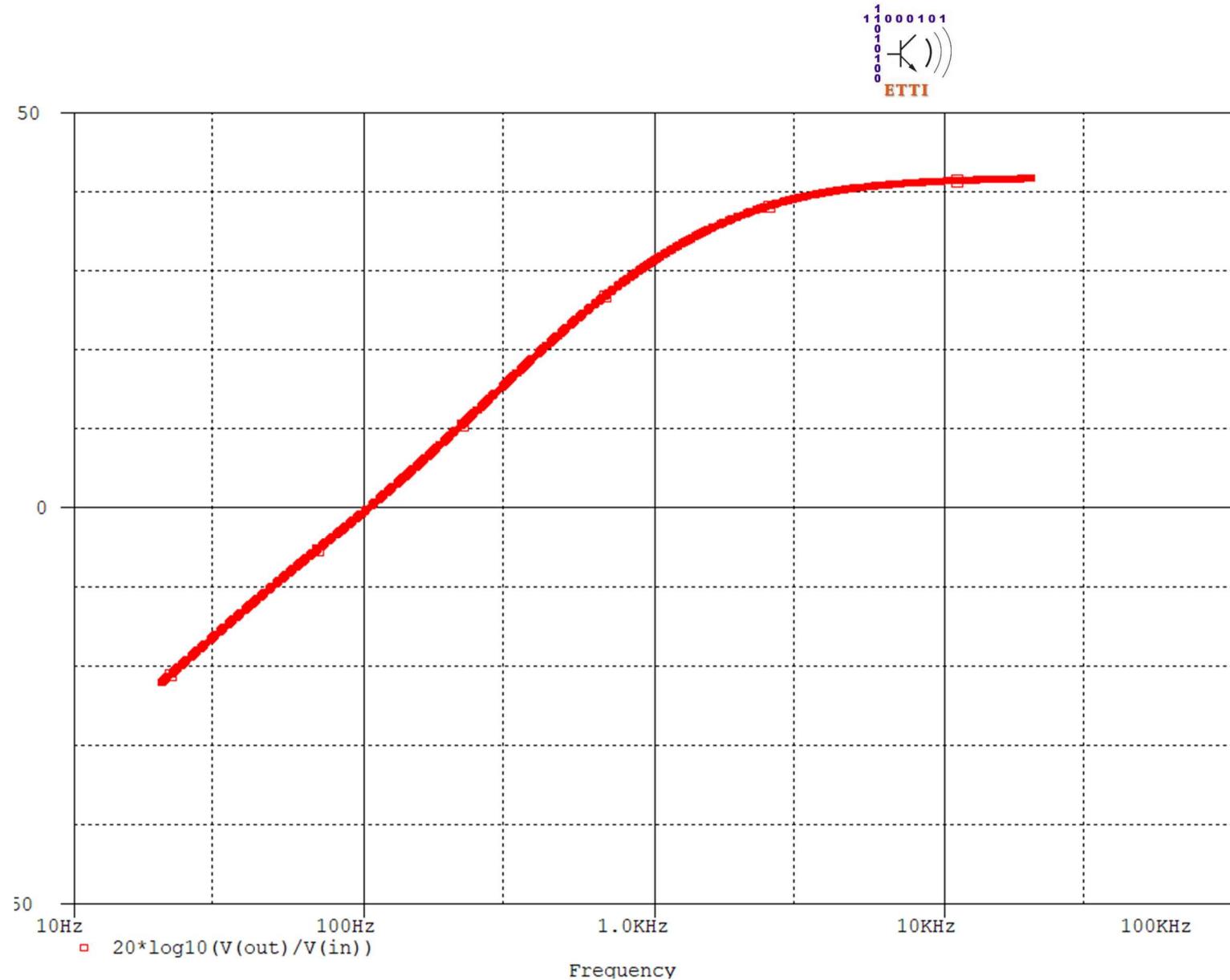


Fig. 34 Semnalul la ieșirea preamplificatorului cu corecție de ton la bass cut și treble normal

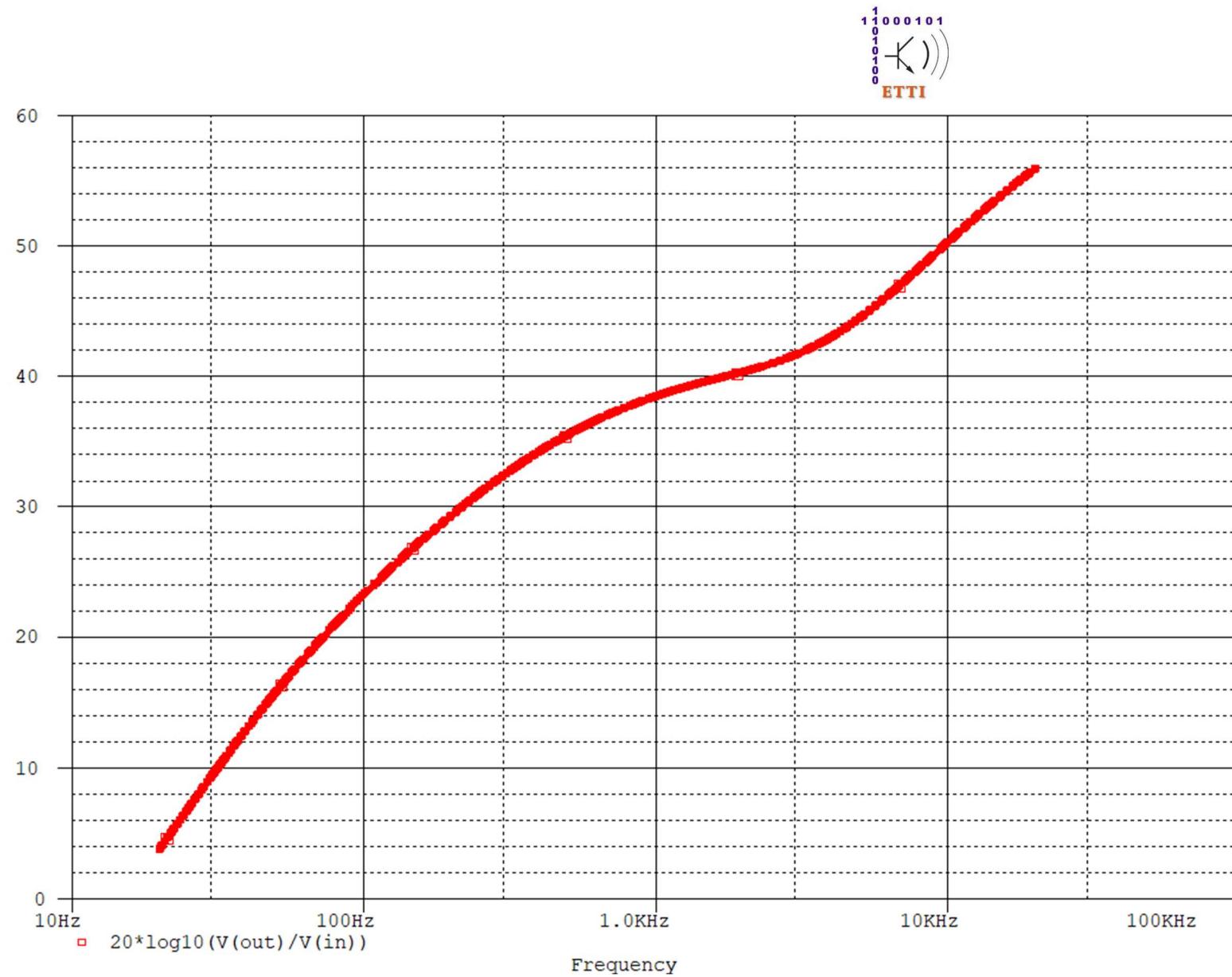


Fig. 35 Semnalul la ieșirea preamplificatorului cu corecție de ton la bass normal și treble boost

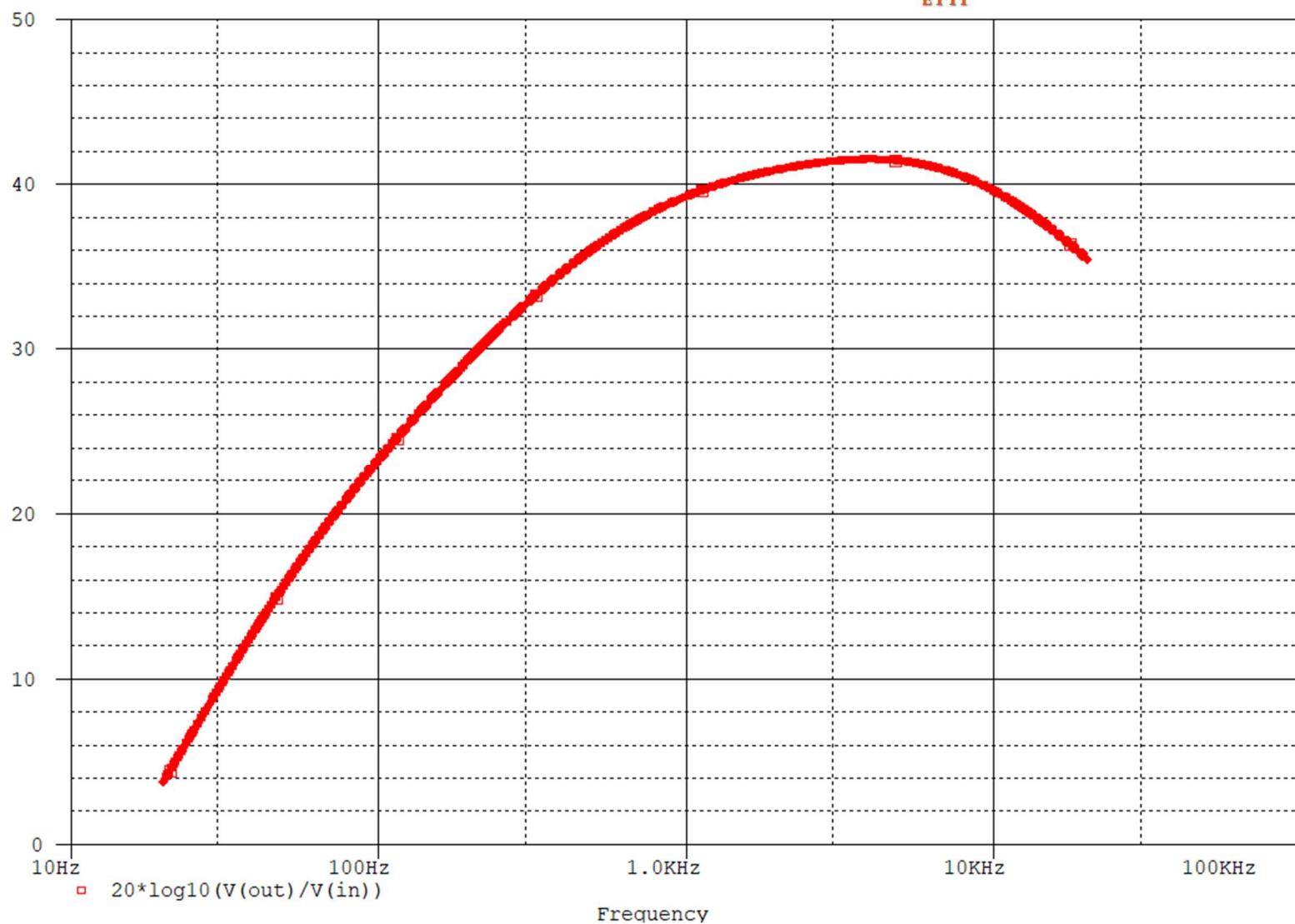


Fig. 36 Semnalul la ieșirea preamplificatorului cu corecție de ton la bass cut și treble cut

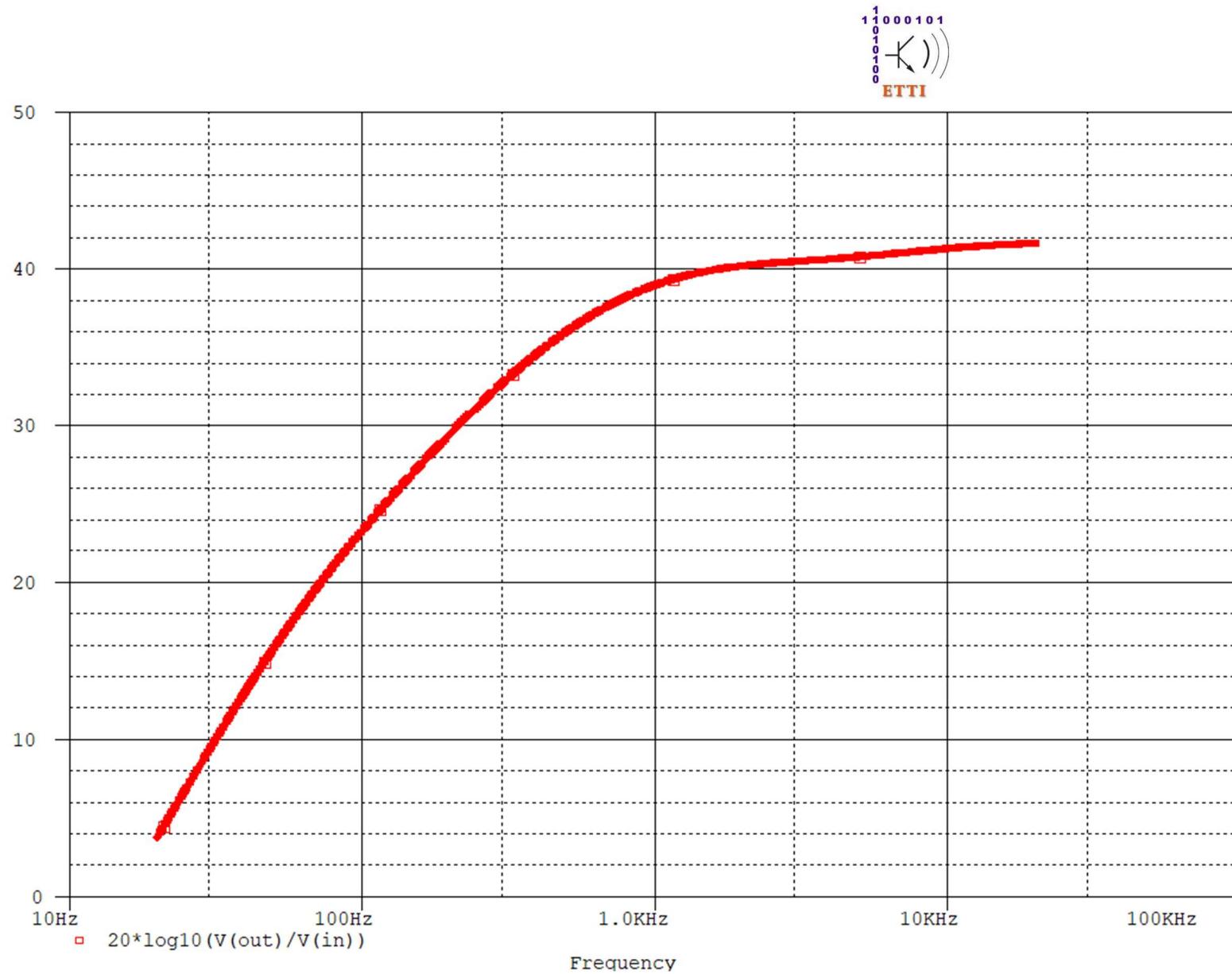


Fig. 37 Semnalul la ieșirea preamplificatorului cu corecție de ton la bass normal și treble normal

1 1 0 0 0 1 0 1
— — — — — — — —
— — — — — — — —
— — — — — — — —
— — — — — — — —
— — — — — — — —
ETTI

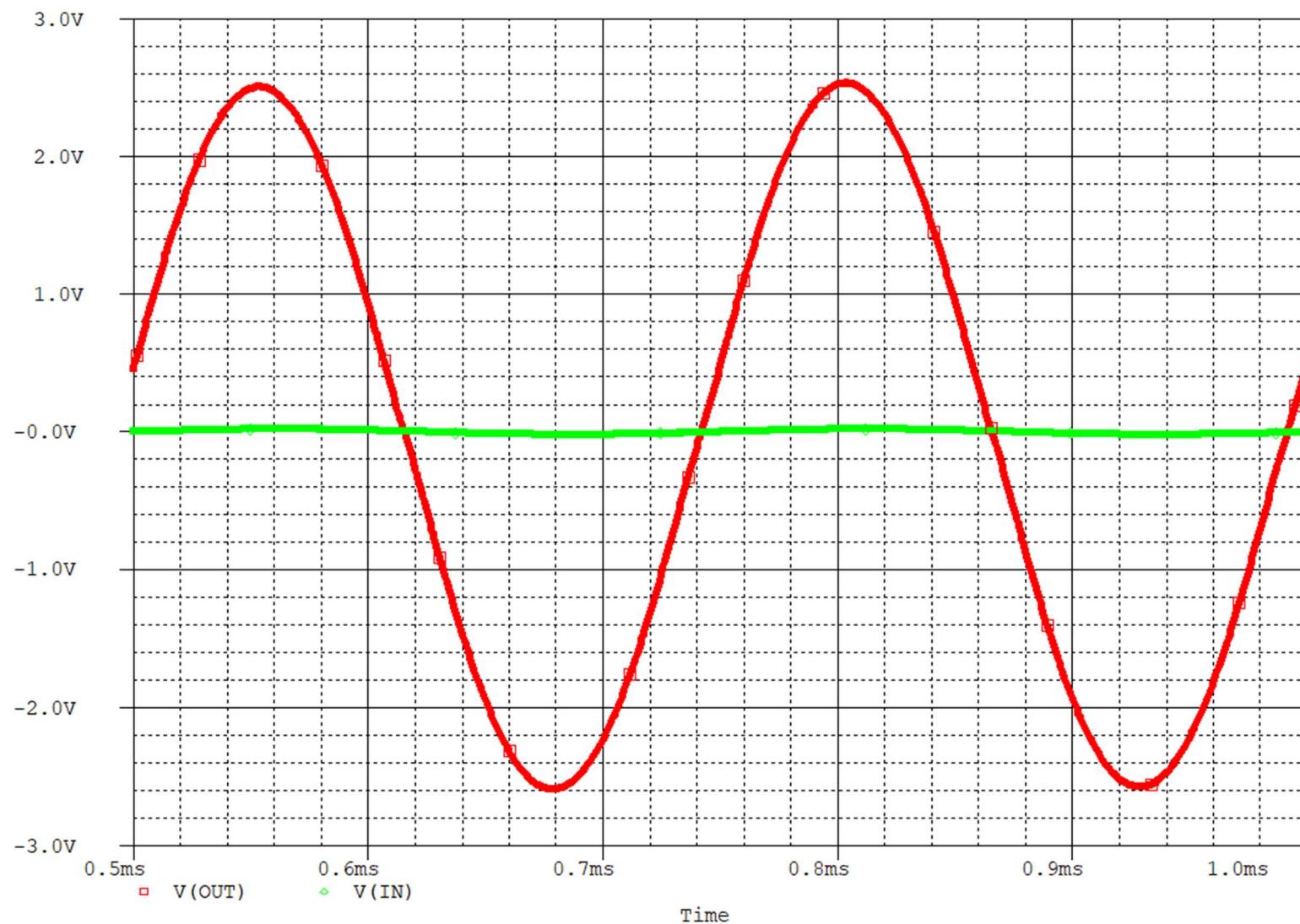
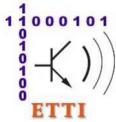


Fig. 38 Semnalul de frecvență neutră la ieșirea preamplificatorului cu corecție de ton la bass boost și treble boost

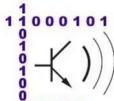


5.2 Bill of materials

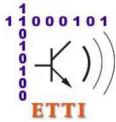
Nr. Crt.	Referință	Valoare componentă în schemă	Clasă	Montare	Capsulă	Descriere	Catalog, pagină, link internet	Distribuitor	Cod componentă (din catalog)	Nume componentă (la producător)	Producător	Cantitate (Buc)
1	POT1, POT2, POT3	10k	Potențio-metru	SMD	TS53YL	Potențiometru: de montare; singură tură; 10kΩ; 250mW; SMD; ±20%	https://www.tme.eu/ro/details/ts53yl10k/tri_mere-smd-cu_o+H4:H17-singura-tura/vishay/ts53yl103_mr10/	TME România	TS53YL10K	TS53YL103MR10	VISHAY	3
2	R1	1.5k	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_0805	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 1,5kΩ; 0,125W; ±5%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/smd0805-1k5/rezistente-smd-0805/royal-ohm/0805s8j0152t5e/	TME România	SMD0805-1K5	0805S8J0152T5E	ROYAL OHM	1
3	R2	51	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_0805	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 51Ω; 125mW; ±5%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/0805s8j0510t5e/rezistente-smd-0805/royal-ohm/	TME România	0805S8J0510T5E	0805S8J0510T5E	ROYAL OHM	1
4	R3	2.2k	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_0805	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 2,2kΩ; 0,125W; ±5%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/smd0805-2k2/rezistente-smd-0805/royal-ohm/0805s8j0222t5e/	TME România	SMD0805-2K2	0805S8J0222T5E	ROYAL OHM	1
5	R4	220k	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_0805	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 220kΩ; 0,125W; ±5%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/smd0805-220k/rezistente-smd-0805/royal-ohm/0805s8j0224t5e/	TME România	SMD0805-220K	0805S8J0224T5E	ROYAL OHM	1

ETTI

6	R5	47k	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_08 05	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 47kΩ; 0,125W; ±5%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/smd0805-47k/rezystente-smd-0805/royal-ohm/0805s8j0473t5e/	TME România	SMD0805-47K	0805S8J0473T5 E	ROYAL OHM	1
7	R6	2.7k	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_08 05	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 2,7kΩ; 0,125W; ±5%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/smd0805-2k7/rezystente-smd-0805/royal-ohm/0805s8j0272t5e/	TME România	SMD0805-2K7	0805S8J0272T5 E	ROYAL OHM	1
8	R7	9.1k	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_08 05	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 9,1kΩ; 0,125W; ±5%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/smd0805-9k1/rezystente-smd-0805/royal-ohm/0805s8j0912t5e/	TME România	SMD0805-9K1	0805S8J0912T5 E	ROYAL OHM	1
9	R8	100k	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_08 05	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 100kΩ; 0,125W; ±5%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/smd0805-100k/rezystente-smd-0805/royal-ohm/0805s8j0104t5e/	TME România	SMD0805-100K	0805S8J0104T5 E	ROYAL OHM	1
10	R9	6.8k	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_08 05	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 6,8kΩ; 0,125W; ±1%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/smd0805-6k8-1%25/rezystente-smd-0805/royal-ohm/0805s8f6801t5e/	TME România	SMD0805-6K8-1%	0805S8F6801T5 E	ROYAL OHM	1
11	R10	220	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_08 05	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 220Ω; 0,125W; ±5%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/smd0805-220r/rezystente-smd-0805/royal-ohm/0805s8j0221t5e/	TME România	SMD0805-220R	0805S8J0221T5 E	ROYAL OHM	1
12	R11, R12	1k	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_08 05	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 1kΩ; 0,125W; ±5%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/smd0805-1k/rezystente-smd-0805/royal-ohm/0805s8j0102t5e/	TME România	SMD0805-1K	0805S8J0102T5 E	ROYAL OHM	2


ETTI

13	RCasti1, RCasti2, RCasti3	1.8k	Rezistor	SMD	RES2012 X50N_08 05	Rezistor: thick film; SMD; 0805; 1,8kΩ; 0,125W; ±5%; -55÷125°C	https://www.tme.eu/ro/details/smd0805-1k8/rezistente-smd-0805/royal-ohm/0805s8j0182t5e/	TME România	SMD0805-1K8	0805S8J0182T5 E	ROYAL OHM	3
14	C1, C4	22n	Condensator Ceramic	SMD	CAPC200 8X126N_0805	Condensator: ceramic; MLCC; 22nF; 50V; X7R; ±10%; SMD; 0805	https://www.tme.eu/ro/details/cl21b223kbannnc/condensatoare-mlcc-smd/samsung/	TME România	CL21B223KBAN NNC	CL21B223KBAN NNC	SAMSUNG	2
15	C2	220n	Condensator Ceramic	SMD	CAPC200 8X126N_0805	Condensator: ceramic; MLCC; 220nF; 50V; X7R; ±10%; SMD; 0805	https://www.tme.eu/ro/details/cl21b224kbfnnng/condensatoare-mlcc-smd/samsung/	TME România	CL21B224KBFN NNG	CL21B224KBFN NNG	SAMSUNG	1
16	C3	2.2n	Condensator Ceramic	SMD	CAPC200 8X126N_0805	Condensator: ceramic; MLCC; 2,2nF; 50V; X7R; ±10%; SMD; 0805	https://www.tme.eu/ro/details/cl21b222kbannnc/condensatoare-mlcc-smd/samsung/	TME România	CL21B222KBAN NNC	CL21B222KBAN NNC	SAMSUNG	1
17	C5, C6, C7, C8	4.7u	Condensator Ceramic	SMD	CAPC200 8X126N_0806	Condensator: ceramic; MLCC; 4,7uF; 25V; X5R; ±10%; SMD; 0805	https://www.tme.eu/ro/details/cl21a475kaqnng/condensatoare-mlcc-smd/samsung/	TME România	CL21A475KAQN NNG	CL21A475KAQN NNG	SAMSUNG	4
18	Q1, Q2, Q3	NPN BC846	Tranzistor bipolar	SMD	SOT23	Tranzistor: NPN; bipolar; 65V; 0,1A; 250mW; SOT23	https://www.tme.eu/ro/details/bc846bdio/tranzistori-smd-npn/diotec-semiconductor/bc846b/	TME România	BC846B-DIO	BC846B	DIOTEC SEMICONDUCTOR	3
19	Q4	PNP BC856	Tranzistor bipolar	SMD	SOT23	Tranzistor: PNP; bipolar; 65V; 0,1A; 250mW; SOT23	https://www.tme.eu/ro/details/bc856bdio/tranzistori-smd-pnp/diotec-semiconductor/bc856b/	TME România	BC856B-DIO	BC856B	DIOTEC SEMICONDUCTOR	1



20	D1, D2	Verde	LED	SMD	SMD0805	LED; SMD; 0805; verde; 50÷100mcd; 2x1,25x0,68mm; 120°; 1,8÷2V; 20mA	https://www.tme.eu/ro/details/of-smd2012g/diode-led-smd-colorate/optoflash/	TME România	OF-SMD2012G	OF-SMD2012G	OPTOFLAS H	2
21	D3, D4	1N4148	Diода PN	SMD	SMD0805	Diodă: comutăție; SMD; 75V; 0,15A; 4ns; 0805; Ufmax: 1V; Ifsm: 2A	https://www.tme.eu/ro/details/ts4148-rvg/diode-universale-smd/taiwan-semiconductor/ts4148-rvg/	TME România	TS4148-RYG	TS4148 RYG	TAIWAN SEMICONDUCTOR	2