



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **126428** (13) **C2**
(51) МПК**H03F 3/26** (2006.01)**H03F 1/32** (2006.01)**H02H 7/20** (2006.01)НАЦІОНАЛЬНИЙ ОРГАН
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ
ДЕРЖАВНЕ ПІДПРИЄМСТВО
"УКРАЇНСЬКИЙ ІНСТИТУТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ"**(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД**

(21) Номер заявки: а 2021 02172	(72) Винахідник(и): Сухов Микола Євгенович (UA), Шавровський Денис Олександрович (UA)
(22) Дата подання заявки: 23.04.2021	(73) Володілець (володільці): Сухов Микола Євгенович, вул. Гончарова, буд. 21, кв. 72, м. Київ, 03062 (UA), Шавровський Денис Олександрович, вул. Героїв України, буд. 8, кв. 107, м. Кропивницький, 25031 (UA)
(24) Дата, з якої є чинними права інтелектуальної власності: 29.09.2022	(74) Представник: Лісна Тетяна Леонідівна, реєстр. №286
(41) Публікація відомостей про заявку: 15.09.2021, Бюл.№ 37	(56) Перелік документів, взятих до уваги експертизою: Техника высококачественного звуковоспроизведения / Н.Е. Сухов, С.Д. Бать, В.В. Колосов, А.Г. Чупаков. - К.: Техніка, 1985. - 160 с., ил. - Библиогр.: С. 96-125 SU 1123092 A, 07.11.1984 SU 1223337 A, 07.04.1984 RU 2510569 C1, 27.03.2014 SU 561279 A, 17.08.1977 SU 1095353 A1, 30.05.1984
(46) Публікація відомостей про державну реєстрацію: 28.09.2022, Бюл.№ 39	

(54) ТРАНЗИСТОРНИЙ ДВОТАКТНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ**(57) Реферат:**

Винахід стосується двотактних підсилювачів потужності на транзисторах і може бути використаний для зниження нелінійних спотворень. Транзисторний двотактний підсилювач потужності містить перший і третій рпн-транзистори, колектори яких з'єднані з джерелом живлення позитивної полярності, другий і четвертий рпн-транзистори, колектори яких з'єднані з джерелом живлення негативної полярності, причому база третього транзистора з'єднана з першим виводом основного джерела напруги зсуву, база четвертого транзистора з'єднана з другим виводом основного джерела напруги зсуву, емітери всіх транзисторів з'єднані разом і утворюють вихід підсилювача, додатково введено перший і другий додаткові джерела напруги зсуву, перший вивід першого додаткового джерела з'єднано з першим виводом основного джерела напруги зсуву, перший вивід другого додаткового джерела з'єднано з другим виводом основного джерела напруги зсуву, другий вивід першого додаткового джерела з'єднано з базою першого транзистора, другий вивід другого додаткового джерела з'єднано з базою другого транзистора. Технічним результатом, що досягається даним винаходом, є зниження нелінійних спотворень і підвищення економічності.

UA 126428 C2

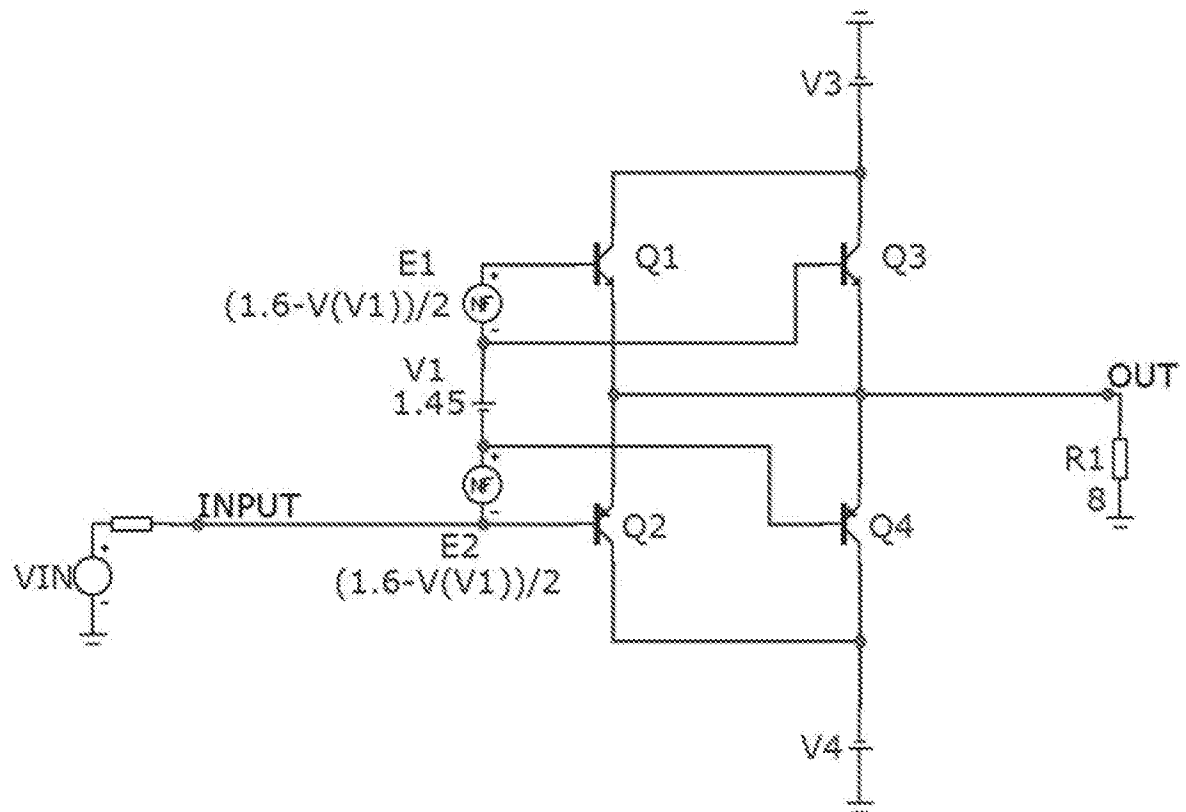


Fig.1

Винахід стосується двотактних підсилювачів потужності на транзисторах і може бути використаний для зниження нелінійних спотворень.

Відомий підсилювач потужності у вигляді комплементарного емітерного повторювача на транзисторах з навантаженням і джерелом напруги зсуву [Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. Пер. с нем. - М.: Мир, 1991. - С. 198, Рис.13.4.1а].

Недоліком відомого підсилювача є значні нелінійні спотворення, обумовлені суттєвою залежністю коефіцієнта посилення транзисторів від струму колектора. Для типових транзисторів комплементарної пари зазначено, що коефіцієнт передачі струму дорівнює 40 при оптимальному струмі колектору 150 мА, але знижується до 25 (тобто майже в 2 рази) як при збільшенні струму колектора до 0,5 А, так і при його зниженні до 5 мА. Зниження миттєвого значення коефіцієнта посилення є причиною появи нелінійних спотворень.

Відомий підсилювач, який містить N пар вихідних транзисторів, що запаралелені. Максимальний струм кожного транзистора при цьому знижується (приблизно в N раз), тому коефіцієнт посилення на максимумі вхідного сигналу спадає меншою мірою, і нелінійні спотворення зменшуються [Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. Пер. с нем. - М.: Мир, 1991. - С. 212, Рис.13.8.1г].

Недоліками технічного рішення є N-кратні подорожчання, погіршення масогабаритних характеристик, збільшення споживаної потужності в режимі спокою (при відсутності вхідного сигналу), а також збільшення еквівалентної ємності колектора, що призводить до звуження смуги підсилювальних частот і зменшення швидкості наростання вихідної напруги.

Найближчим до корисної моделі, що заявляється, є підсилювач, що містить перший (Т3А) і третій (Т3В) рпр транзистори, колектори яких з'єднані з джерелом живлення позитивної полярності (+Uv), другий (Т4А) і четвертий (Т4В) рпр транзистори, колектори яких з'єднані з джерелом живлення негативної полярності (-Uv), причому бази першого і третього транзистора з'єднані з першим виводом джерела напруги зсуву (спільної точки Т1R1, які для узагальнення можна замінити на перший вивід джерела напруги зсуву), бази другого та четвертого транзистора з'єднані з другим виводом джерела напруги зсуву (спільної точки Т2R1, які для узагальнення можна замінити на другий вивід джерела напруги зсуву), емітери всіх транзисторів з'єднані разом (резистори RE як не важливі для принципу роботи замінені резисторами з нульовим опором, тобто замінені провідниками) і утворюють вихід підсилювача. Інші елементи цитованої найближчої моделі Т1, R1, Т3N, Т4N з резисторами RE несуттєві та опущені [Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. Пер. с нем. - М.: Мир, 1991. - С. 212, Рис.13.8.1г].

Такий підсилювач має високі нелінійні спотворення. Потужність підсилювача споживання від джерел живлення становить 10 Вт, тобто недостатня економічність.

В основу винаходу поставлено задачу створення транзисторного двотактного підсилювача, який би мав знижені нелінійні спотворення і вищу економічність.

Поставлену задачу вирішують тим, що в транзисторному двотактному підсилювачу потужності, що містить перший і третій рпр транзистори, колектори яких з'єднані з джерелом живлення позитивної полярності, другий і четвертий рпр транзистори, колектори яких з'єднані з джерелом живлення негативної полярності, причому база третього транзистора з'єднана з першим виводом основного джерела напруги зсуву, база четвертого транзистора з'єднана з другим виводом основного джерела напруги зсуву, емітери всіх транзисторів з'єднані разом і утворюють вихід підсилювача, згідно з винаходом, введено перший і другий додаткові джерела напруги зсуву, перший вивід першого додаткового джерела з'єднано з першим виводом основного джерела напруги зсуву, перший вивід другого додаткового джерела з'єднано з другим виводом основного джерела напруги зсуву, другий вивід першого додаткового джерела з'єднано з базою першого транзистора, другий вивід другого додаткового джерела з'єднано з базою другого транзистора.

Коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача, що заявляється, становить 0,01 %, що на порядок менше, ніж в прототипі.

У підсилювача потужність споживання від джерел живлення становить 6 Вт, в той час як у прототипу, дорівнює 10 Вт, тобто додатковим позитивним ефектом винаходу є на 40 % краща економічність.

Початковий струм спокою колекторів транзисторів Q3 і Q4 менше, ніж початковий струм спокою колекторів Q1 і Q2, що є істотною відмінністю пропонованого схемного рішення. Завдяки цьому зниження коефіцієнта посилення транзисторів Q1 і Q2, що виникає при збільшенні миттєвих значень вихідного сигналу через збільшення струму колектора до значень, що заходять в зону спадання, частково компенсується збільшенням коефіцієнта посилення транзисторів Q3 і Q4, що виникає завдяки переходу їх струму колектора із зони наростання в

зону максимуму.

Винахід пояснюється схемами.

На Фіг. 1 показано схему транзисторного двотактного підсилювача, що містить перший комплементарний емітерний повторювач на транзисторах Q1, Q2 різного типу провідності (Q1 p-p, Q2 p-n-p) і другий комплементарний емітерний повторювач на транзисторах Q3, Q4. Завдяки введеним додатковим джерелам напруг зсуву E1 і E2 напруга зсуву між базами транзисторів Q1 і Q2 перевищує напругу зсуву між базами транзисторів Q3 і Q4, що дорівнює напрузі джерела напруги зсуву V1. При цьому початковий струм спокою колекторів транзисторів Q3 і Q4 менше, ніж початковий струм спокою колекторів Q1 і Q2, що є істотною відмінністю пропонуваного схемного рішення. Завдяки цьому зниження коефіцієнта посилення транзисторів Q1 і Q2, що виникає при збільшенні миттєвих значень вихідного сигналу через збільшення струму колектора до значень, що заходять в зону спадання, частково компенсується збільшенням коефіцієнта посилення транзисторів Q3 і Q4, що виникають через перехід їх струму колектора із зони наростання в зону максимуму. Колектори транзисторів Q1 і Q3 з'єднані з джерелом напруги живлення позитивної полярності V3, а колектори транзисторів Q2 і Q4 - з джерелом живлення негативної полярності V4. Емітери всіх транзисторів, об'єднані на опорі навантаження R1, генератор напруги VIN з включеним послідовно внутрішнім опором утворюють джерело вхідного сигналу.

На Фіг. 2 показано аналіз електронної схеми винаходу програмою Micro-Cap 12; додаткові джерела зсуву E1 і E2 сформовані у вигляді залежних джерел напруги NF (в термінах програми Micro-Cap 12-Analog behavioral voltage source), величина напруги яких задана формулою $E1=E2=(1,6-V1)/2$, де V1 - напруга джерела V1 (напруга зсуву між базами транзисторів Q3 і Q4), а 1,6 - константа напруги зсуву між базами транзисторів Q1 і Q2, що відповідає зоні максимуму залежності $h_{21e}(I_k)$.

На Фіг. 3 показано залежність для використаних моделей транзисторів типу BD139 і BD140 стандартної бібліотеки компонентів Micro-Cap 12, ділянка максимуму лежить в околі струму колектора близько 100 мА. Якщо змінювати напругу джерела V1 в сторону зменшення від 1,6 В, то напруга зсуву між базами Q3 і Q4 буде зменшуватися, що спричинить за собою зменшення їх струмів колектора. При цьому напруги джерел E1 і E2 збільшуються настільки, щоб сума напруг $V1+E1+E2=V1+(1,6-V1)/2+(1,6-V1)/2=1,6$ становила константу 1,6 В, що забезпечує сталість режиму транзисторів Q1 і Q2 при зміні V1. Відзначимо, що при $V1=1,6$ обидва значення $E1=E2=0$ стають нульовими і схема вироджується до прототипу у вигляді двох запаралелених однакових комплементарних емітерних повторювачів з запаралеленими базами Q1Q3, Q2Q4, тобто з однаковими початковими струмами всіх транзисторів.

На Фіг. 4 зображено отримане в результаті математичного аналізу (Harmonic Distortion Analysis) сімейство графіків залежності коефіцієнта нелінійних спотворень (THD в термінології програми Micro-Cap 12) від вихідної напруги VOUT для різних значень напруги зсуву V1 від 1,4 до 1,6 В. Верхній графік з $V1=1,6$ В відповідає прототипу. Можна бачити, що при напрузі зсуву $V1=1,45$ В, якому відповідають $E1=E2=0,075$ В, досягається мінімум нелінійних спотворень. Наприклад, для $VOUT=5$ В коефіцієнт нелінійних спотворень становить $THD=0,01\%$, що на порядок менше, ніж в прототипі (для кривої з $V1=1,6$ В при $VOUT=5$ В відповідає $THD>0,1\%$). Таким чином, наявність позитивного ефекту доведено строго математично.

На Фіг. 5 зображені режими транзисторів по постійній напрузі;

на Фіг. 6 - початкові струми транзисторів. Відзначимо, що початковий струм колектора транзисторів Q1, Q2 дорівнює 87 мА, а транзисторів Q3, Q4 всього 14 мА, тобто істотно, в 6 разів менше, що забезпечує початкове положення робочих точок транзисторів Q1, Q2 в області максимуму $h_{21e}(I_k)$, а транзисторів Q3, Q4 - в області наростання $h_{21e}(I_k)$.

На Фіг. 7 відображено потужність в режимі спокою. Споживана від джерел живлення потужність 6 Вт, в той час як у прототипі дорівнює 10 Вт, тобто додатковим позитивним ефектом винаходу є на 40 % краща економічність.

Підсилювач функціонує наступним чином.

При малих миттєвих значеннях вхідного сигналу INPUT вихідна напруга OUT на резисторі навантаження R1 формується переважно транзисторами Q1 та Q2, що мають в цих умовах більший, ніж у транзисторів Q3 і Q4, коефіцієнт посилення. При подальшому збільшенні миттєвих значень вхідного сигналу коефіцієнт посилення Q1 і Q2 спадає, але коефіцієнт посилення Q3 та Q4 зростає і компенсує спадання коефіцієнта посилення Q1 і Q2, завдяки чому досягається стабілізація сумарного для всіх транзисторів Q1-Q4 коефіцієнта посилення і мінімізація коефіцієнта нелінійних спотворень в поширеному діапазоні вхідних і вихідних напруг.

ФОРМУЛА ВИНАХОДУ

Транзисторний двотактний підсилювач потужності, що містить перший і третій ррп-транзистори, колектори яких з'єднані з джерелом живлення позитивної полярності, другий і четвертий ррп-транзистори, колектори яких з'єднані з джерелом живлення негативної полярності, причому база третього транзистора з'єднана з першим виводом основного джерела напруги зсуву, база четвертого транзистора з'єднана з другим виводом основного джерела напруги зсуву, емітери всіх транзисторів з'єднані разом і утворюють вихід підсилювача, який **відрізняється** тим, що введено перший і другий додаткові джерела напруги зсуву, перший вивід першого додаткового джерела з'єднано з першим виводом основного джерела напруги зсуву, перший вивід другого додаткового джерела з'єднано з другим виводом основного джерела напруги зсуву, другий вивід першого додаткового джерела з'єднано з базою першого транзистора, другий вивід другого додаткового джерела з'єднано з базою другого транзистора.

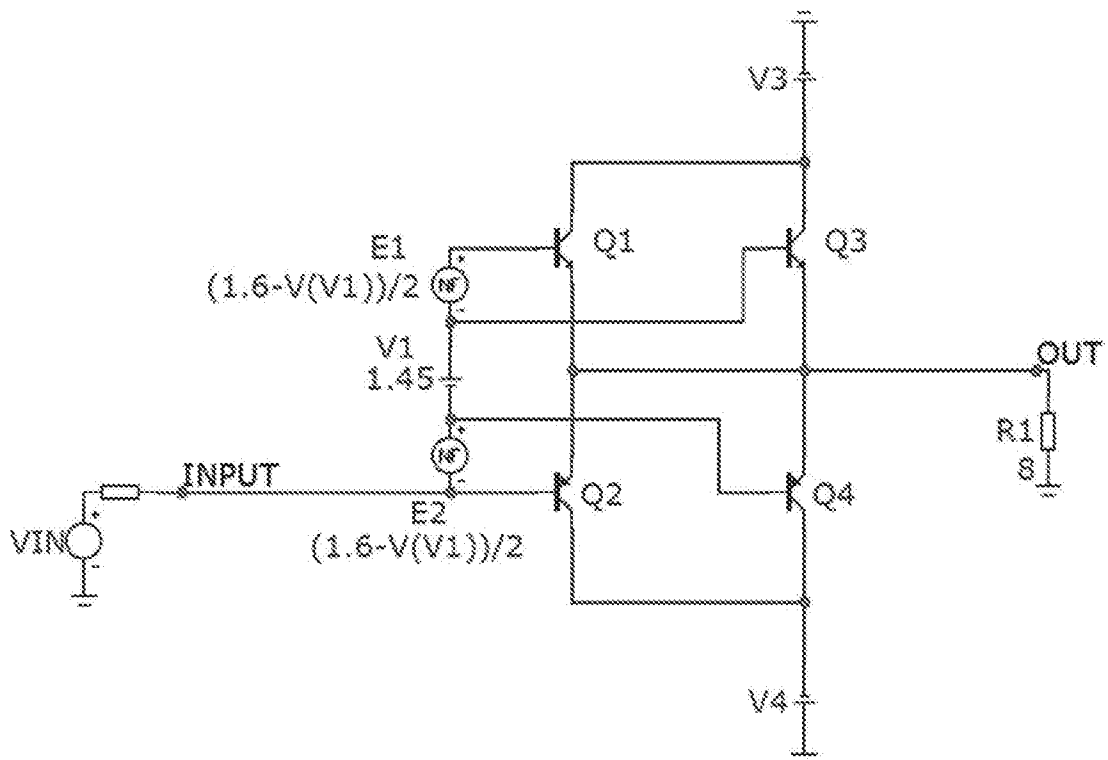
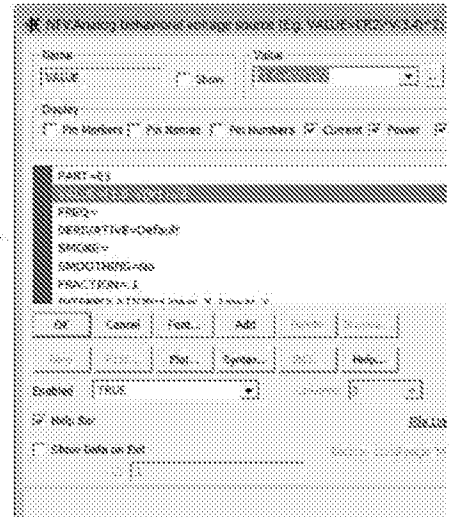
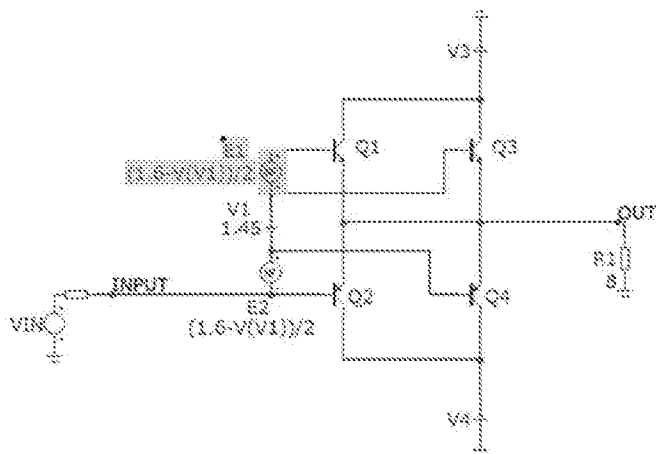
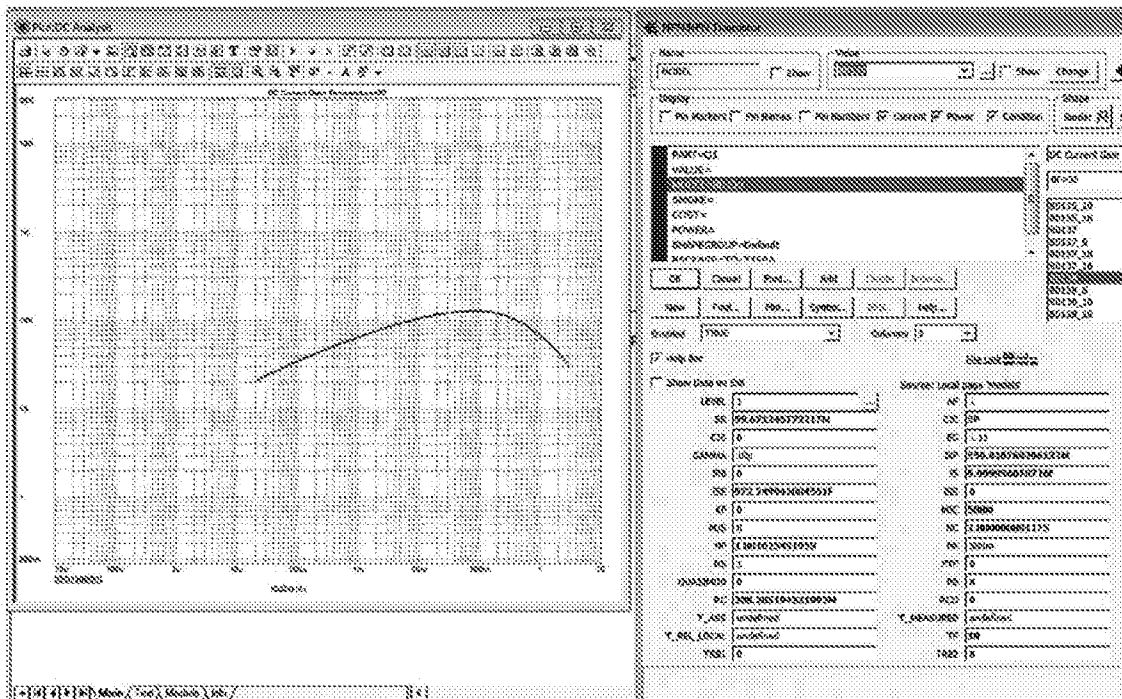


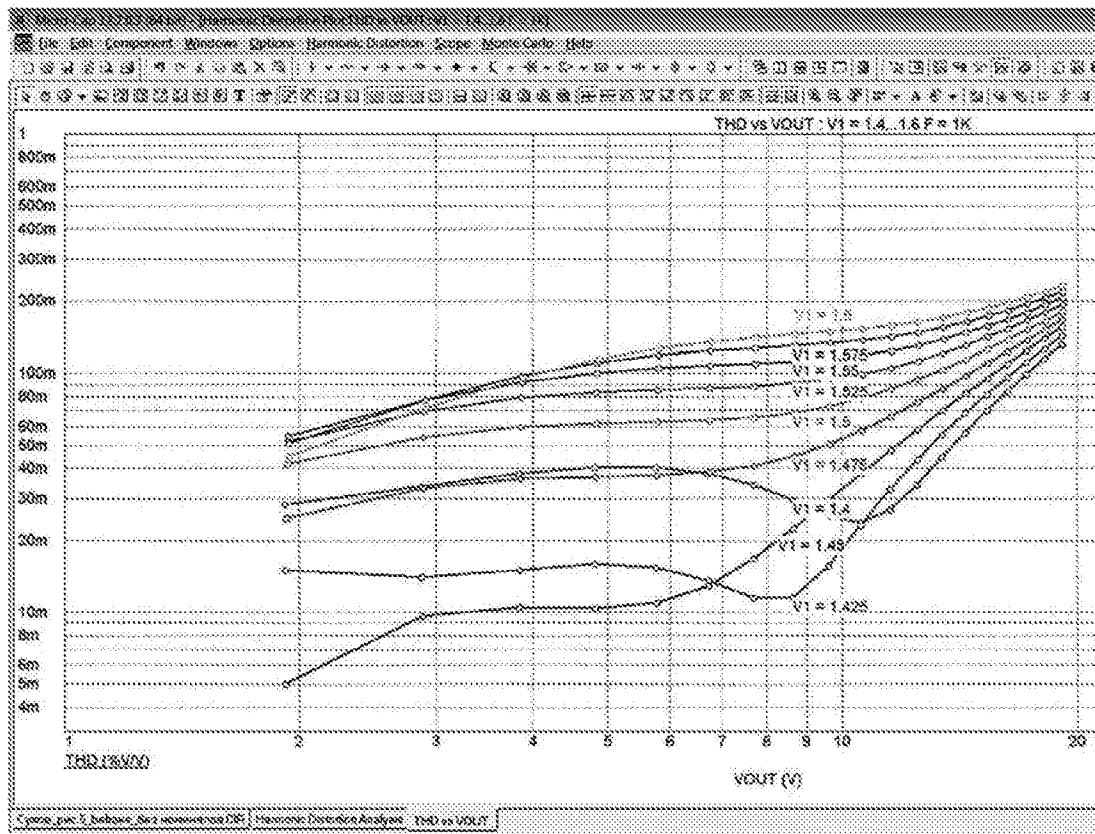
Fig.1



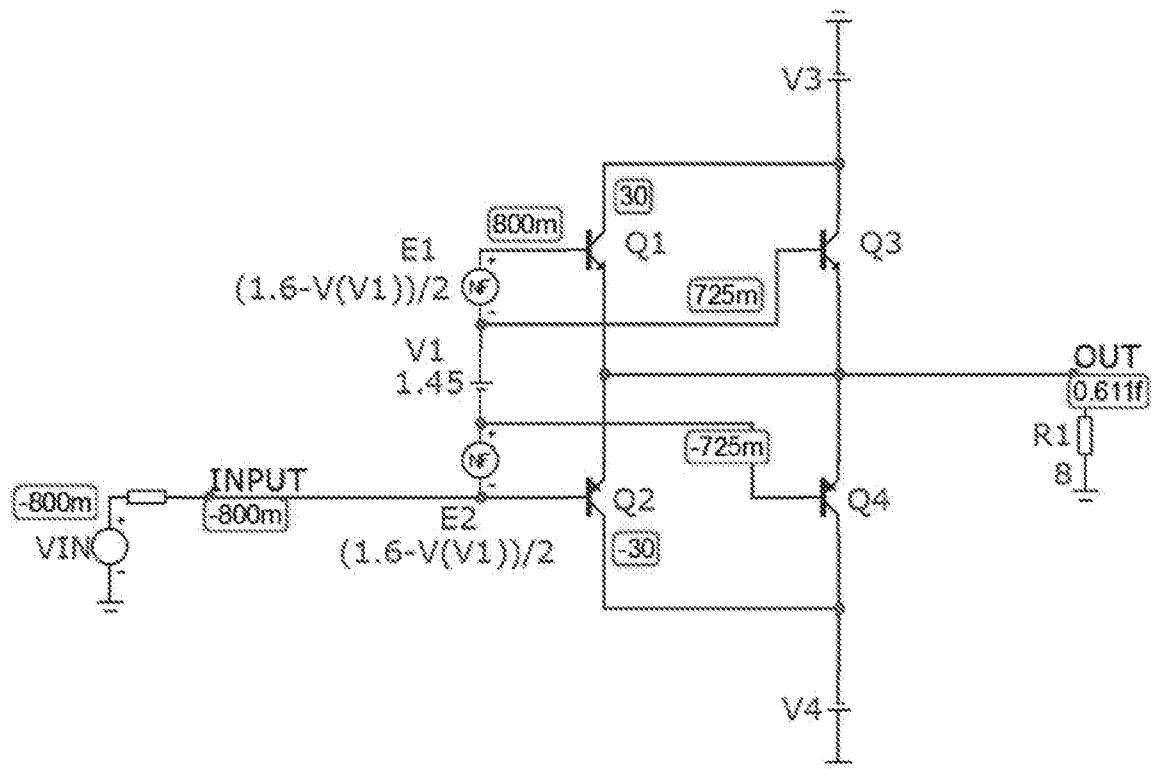
Фиг.2



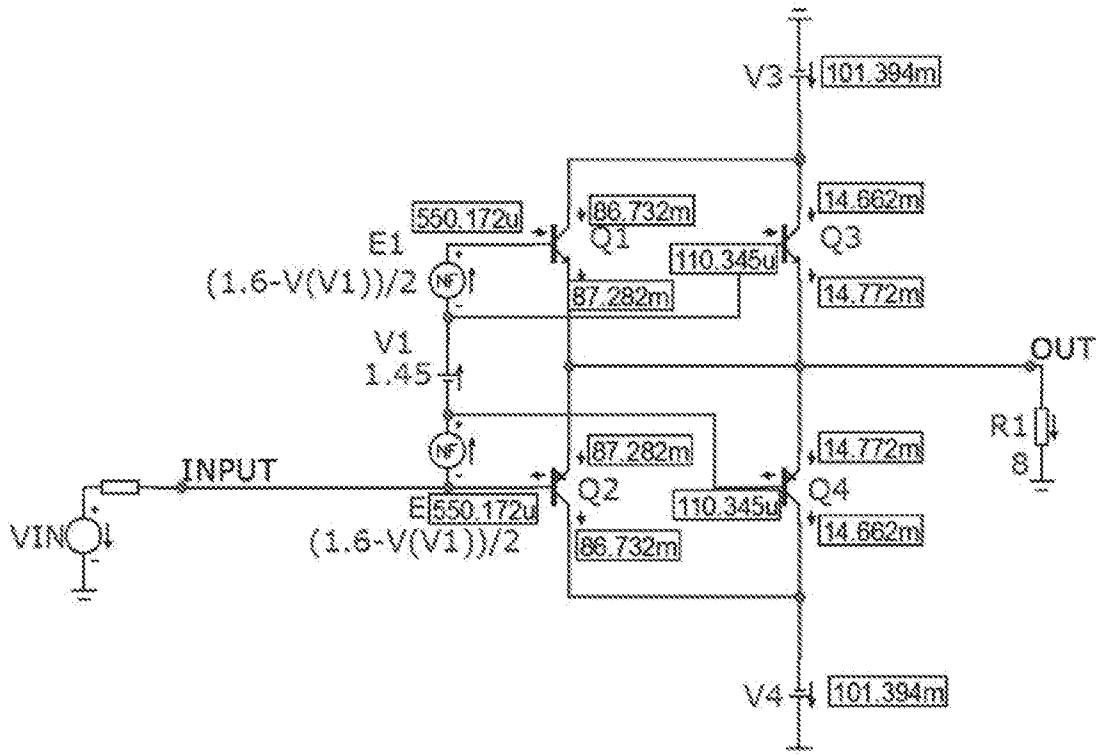
Фиг.3



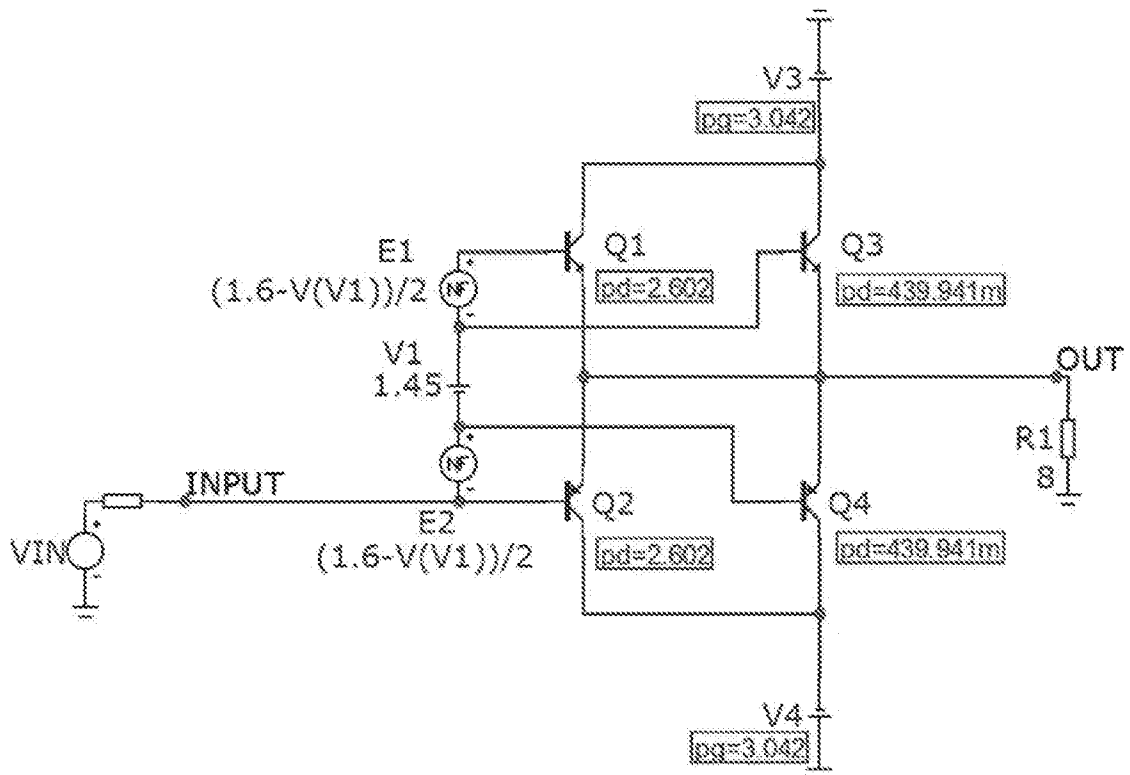
Фиг.4



Фиг.5



Фиг. 6



Фиг. 7