

прибора вызывает затруднения в связи с необходимостью отключения измеряемой величины, что зачастую осуществить сложно или невозможно;

- при отсутствии внешних мешающих магнитных полей с помощью катушки SET/RESET можно полностью устранить аддитивную погрешность;
- при наличии составляющей аддитивной погрешности в виде внешнего мешающего магнитного поля с помощью катушки SET/RESET можно полностью корректировать составляющую аддитивной погрешности в виде сдвига точки пересечения смещенных характеристик преобразования прибора по оси У, если эта точка пересечения лежит над исходной характеристикой преобразования прибора SET условия или под исходной характеристикой RESET условия;
- если вышеуказанная точка пересечения лежит между исходными характеристиками преобразования прибора SET и RESET условий, то коррекции аддитивных погрешностей не происходит и обе составляющие аддитивных погрешностей суммируются.

Литература

1. Маргелов А. Магниторезистивные датчики положения компании Honeywell /А. Маргелов // СНІР NEWS Україна. – 2005. – № 3. – С. 30 – 34.
2. Микроэлектроника и прецизионные датчики [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.ssec.honeywell.com.
3. Magnetic field sensor KMZ51. Data sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.nxp.com/acrobat_download2/expired_datasheets/KMZ51_3.pdf.
4. Magnetische Meßverfahren am Beispiel des AMR Sensors [Электронный ресурс]. – Режимы доступа: cms.hlplanar.de/data-live-planar/docs/pdf/Datasheets_USA/MEAS_MR.pdf.

Надійшла до редакції
23.3.2011 р.

УДК 621.317.73

В.В. МАРТИНЮК, П.В. САМОЛИГА

Хмельницький національний університет

МОДЕЛЮВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ НА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ

Проаналізовано проблеми й особливості підсилювачів потужності звукової частоти. Розглянуто принципи побудови підсилювачів потужності звукової частоти. Досліджено підсилювач потужності звукової частоти з використанням польових транзисторів.

The problems and features audio frequency power amplifiers. Principles of construction of power amplifiers sound frequency. Studied audio frequency power amplifier using MOSFET transistors.

Ключові слова: ППЗЧ на польових транзисторах

Вступ

В сучасних мережах радіомовлення для формування сигналів великої потужності на теперішній час широко застосовуються електровакуумні прилади – електронні лампи. Електровакуумні прилади характеризуються великими габаритами, масою і низьким коефіцієнтом корисної дії та потребують спеціальних умов експлуатації.

Сучасні напівпровідникові прилади великої потужності дозволяють значно зменшити масу та габарити підсилювачів великої потужності мереж радіомовлення та суттєво збільшити їх коефіцієнт корисної дії. Тому моделювання підсилювачів потужності на польових транзисторах є досить актуальною задачею, вирішення якої дозволить значно підвищити рівень вихідної потужності сигналу, зменшити його нелінійні спотворення та здешевити процес проектування таких приладів.

Метою даної статті є дослідження принципів побудови схем підсилювачів потужності, порівняння їх основних параметрів та характеристик, а також проведення моделювання схеми підсилювача в середовищі “Proteus 7”.

Принципи побудови схем підсилювачів потужності

Найчастіше застосовується, трикаскадна архітектура в підсилювачі потужності звукової частоти (ППЗЧ), яка зображена на (рис. 1). Перший (диференційний) каскад підсилює різницю входних потенціалів і струмовий вихідний сигнал. Другий каскад, відповідно, має струмовий вхід, але його вихідною величиною є напруга. Третім каскадом є двотактний емітерний повторювач. Значення коефіцієнта підсилення по напрузі всієї трикаскадної схеми в основному визначається підсиленням другого каскаду.

Описана архітектура характеризується наступними перевагами: 1) висока розв’язка між каскадами, що запобігає їхньому взаємному впливу друг на друга. 2) зміна напруги на вході другого каскаду практично

не впливає на його роботу, тому що він має струмовий вхід, в результаті зменшується вплив другого каскаду на вихідний сигнал першого й послаблюється дія ефектів Міллера й Ерлі (Ефект Міллера – збільшення ємності між колектором і базою транзистора. Ефект Ерлі – вплив зворотної напруги на колекторному переході на струми транзистора). На (рис. 2) зображена схема двокаскадного ППЗЧ. У першому каскаді застосовується той же самий диференційний підсилювач, але на відміну від попередньої схеми опір навантаження для його струмового виходу має більш високе значення. Другий каскад одночасно відіграє роль підсилювача напруги й фазоінвертора.

Загальний коефіцієнт підсилення по напрузі схеми на (рис. 2) залежить від коефіцієнта передачі вхідного каскаду, опору його навантаження, а також коефіцієнта підсилення вихідного каскаду, що, у свою чергу, залежить від зсуву на базах вихідних транзисторів і опору навантаження підсилювача. Крім того, у двокаскадній схемі уже не можна скористатися звичайним способом корекції, тобто методом підвищення стабільності шляхом збільшення частоти першого полюса [1, 2].

Порівняння основних схем ввімкнення транзисторів

Наведений аналіз показує, що властивості основних схем ввімкнення транзисторів сильно відрізняються одна від другої. Основні властивості окремих схем можна підсумувати в такий спосіб:

Схема із загальною базою дає найбільш стабільне підсилення по потужності, яке не залежить від змін параметрів транзистора і їхнього розкиду. Підсилення по струму в цьому випадку менше одиниці, підсилення по напрузі може досягати більших значень при більших опорах навантаження R_H у вихідному колі, а вихідна напруга перебуває у фазі із вхідною напругою. Оскільки транзистор має в цьому випадку тільки підсилення по напрузі, підсилення по потужності порівняно невелике. Вхідний опір дуже малий ($10 \div 10^2$ ом) і спадає при зменшенні опору навантаження R_H . Вихідний опір,

навпаки, дуже великий ($10^2 \div 10^3$ кому) і спадає при зменшенні внутрішнього опору R_r джерела сигналу у вхідному колі. Через дуже велику різницю між вхідним і вихідним опорами, велике підсилення можна одержати лише при трансформаторному зв'язку у вхідному й вихідному колі.

Схема із загальним емітером дає велике, але дуже нестабільне підсилення по потужності, яка залежить від змін коефіцієнта підсилення по струму h_{21} . Незважаючи на це, схема застосовується найчастіше, оскільки вона має максимальне підсилення по потужності. Підсилення по струму набагато більше одиниці, підсилення по напрузі приблизно таке ж як при ввімкненні за схемою із загальною базою. Вихідна напруга зміщена по фазі на 180° щодо вхідної. Вхідний опір у схемі із загальним емітером на порядок більший, ніж у схемі із загальною базою та збільшується при зменшенні опору навантаження R_H у вихідному колі. Вихідний опір на два порядки менший, ніж в інших схемах ввімкнення із загальною базою, і збільшується при зменшенні внутрішнього опору R_r джерела сигналу у вхідному колі.

У схемі із загальним колектором стабільність підсилення по потужності при зміні h_{21} приблизно така ж, як при ввімкненні за схемою із загальною базою, але підсилення істотно менше. Підсилення по струму приблизно таке ж, як із загальним емітером, підсилення по напрузі менше одиниці, вихідна напруга перебуває у фазі із вхідною. Вхідний опір набагато більший, ніж при ввімкненні із загальною базою й із загальним емітером, і зменшується при зменшенні опору навантаження R_H . Вихідний опір менший, ніж в інших схемах. Виходячи із цього видно, що в схемі із загальним емітером – найбільше підсилення по потужності та середнє значення вхідних й вихідних опорів, у схемі із загальною базою – менше підсилення, малого вхідного й великого вихідного опорів; у схемі із загальним колектором, – найменше підсилення, найбільший вхідний і найменший вихідний опір (рис. 3, 4).

Підсилення одночасно й по напрузі й по струму дає тільки схема із загальним емітером, у схемі із загальною базою менше одиниці підсилення по струму, у схемі із загальним колектором – менше одиниці підсилення по напрузі. Ці суттєві відмінності викликаються внутрішнім зворотним зв'язком у самому транзисторі.

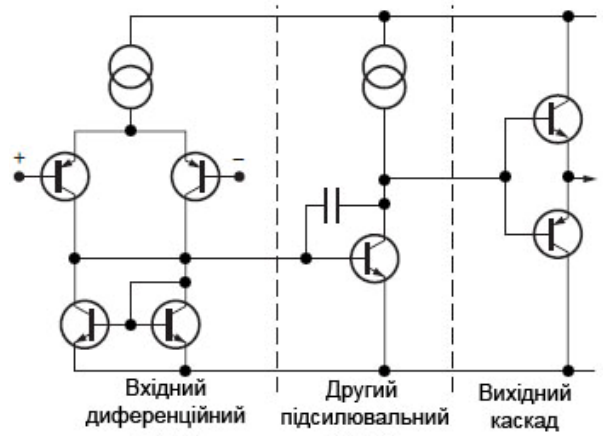


Рис. 1. Трикаскадний ППЗЧ

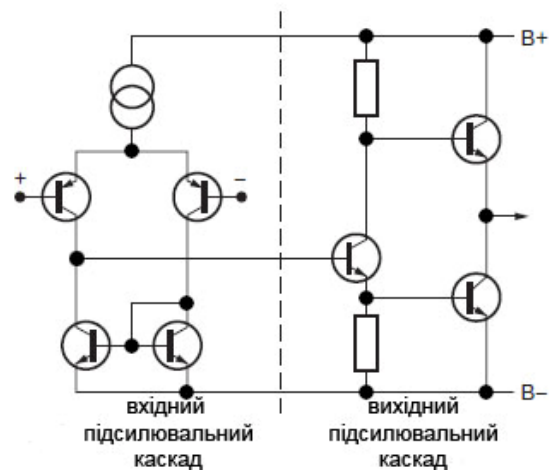


Рис. 2. Двокаскадний ППЗЧ

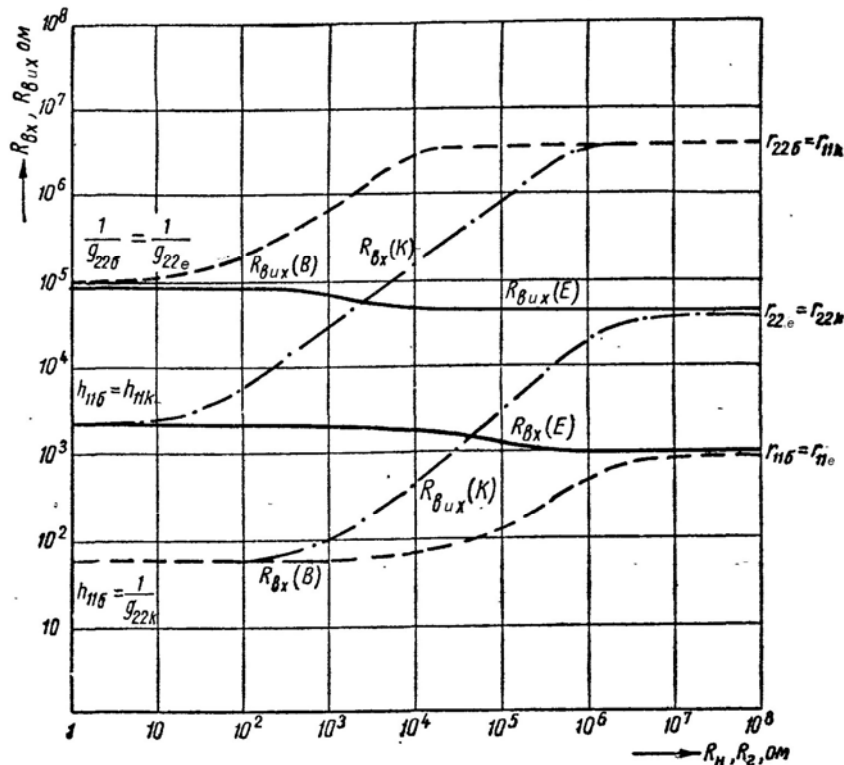


Рис. 3. Залежності вхідних і вихідних опорів від опору навантаження для транзисторів OC70 і 105NU70 із загальною базою ---, із загальним емітером —, і із загальним колектором - - - -

У схемі із загальною базою й із загальним колектором $F > 1$, у той час як у схемі із загальним емітером $F < 1$. Це значить, що в першому й другому випадках транзистор працює як підсилювач із негативним зворотним зв'язком, а в останньому як підсилювач із позитивним зворотнім зв'язком. Підсилення по потужності в схемі із загальним емітером залежить тільки від змін і виробничих похибок коефіцієнта підсилення по струму h_{21} . Треба, однак, урахувувати, що це справедливо для випадку, коли до входу приєднаний генератор з більшим внутрішнім опором R_r (джерело струму на вході). Якщо транзистор збуджується від джерела напруги, тобто від генератора з малим внутрішнім опором R_r , то підсилення по потужності менше залежить від змін h_{21} одночасно збільшується максимальна робоча частота підсилювача, тому що малий внутрішній опір генератора зменшує вплив вхідної ємності транзистора.

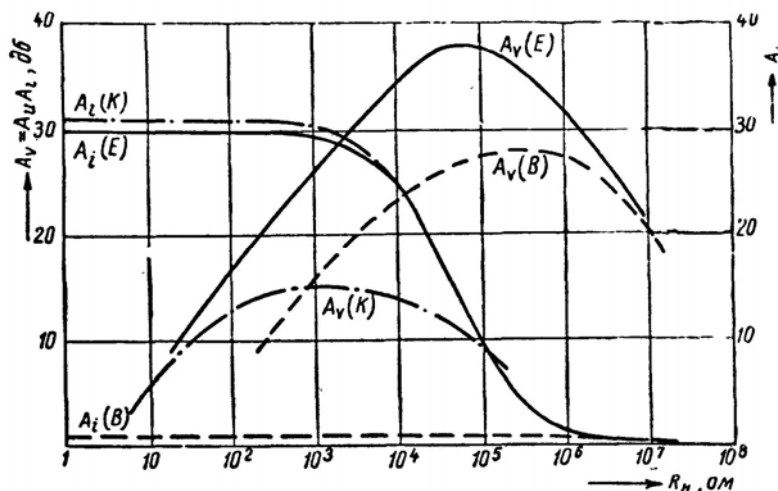


Рис. 4. Залежності підсилення по струму A_i , підсилення по напрузі A_v й підсилення по потужності A_v від опору навантаження для транзисторів OC70 і 105NU70 при включенні із загальною базою ---, із загальним емітером —, і із загальним колектором - - - -

У цих умовах підсилення по потужності більш відчутно до зміни вхідного опору транзистора. Якщо потрібна максимальна стабільність підсилення й найбільш висока гранична частота, доцільно використовувати схему із загальною базою. Коли припустима менша стабільність, краще використовувати схему із загальним емітером [3].

Три основних типи вихідних каскадів на польових транзисторах представлені на (рис. 5), а на рис. 6-9 представлені результати моделювання з використанням програми SPICE залежностей коефіцієнтів

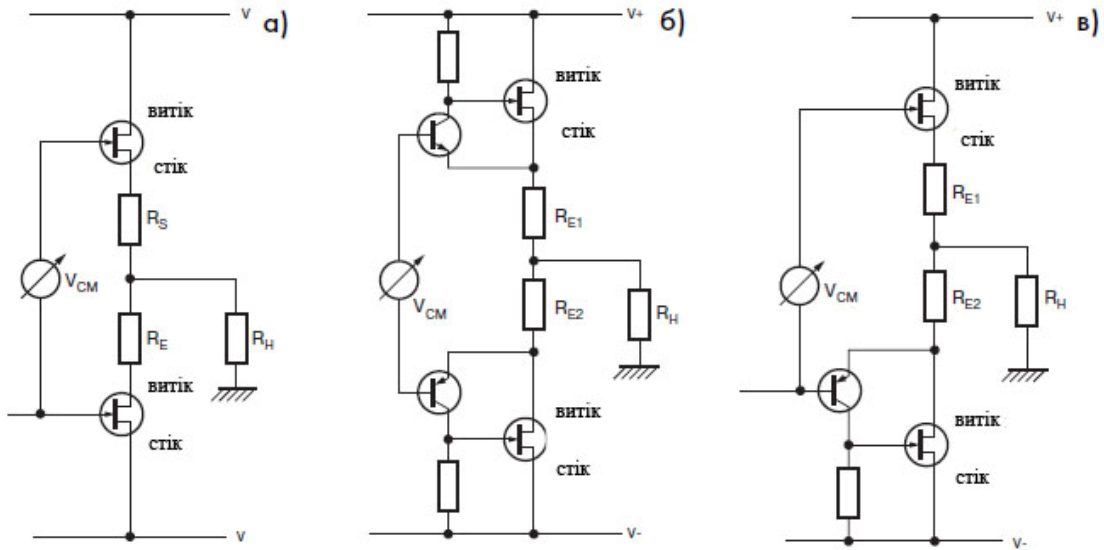


Рис. 5. Три основних схеми вихідних каскадів, виконаних на польових транзисторах.

У більшості підсилювачів на польових транзисторах використовується найпростіша схема із загальним стоком, представлена на (рис. 5.а), залежність підсилення для режиму великого сигналу на (рис. 6) показує, що для даного значення навантаження підсилення менше (0,83 у порівнянні зі значенням 0,97 для біполярного транзистора при величині навантаження 8 Ом), це відбувається через більше низьке значення крутизни g_m , що нарівні з більше високим значенням опору у включеному стані значно зменшує к. к. д. на виході схеми. Спотворення для режиму з розімкнутим колом значно вище; однак, мало сигнальний шум (LSN) не збільшується значно для більше важких навантажень, при цьому відсутній еквівалент спаду підсилення, характерного для біполярного транзистора.

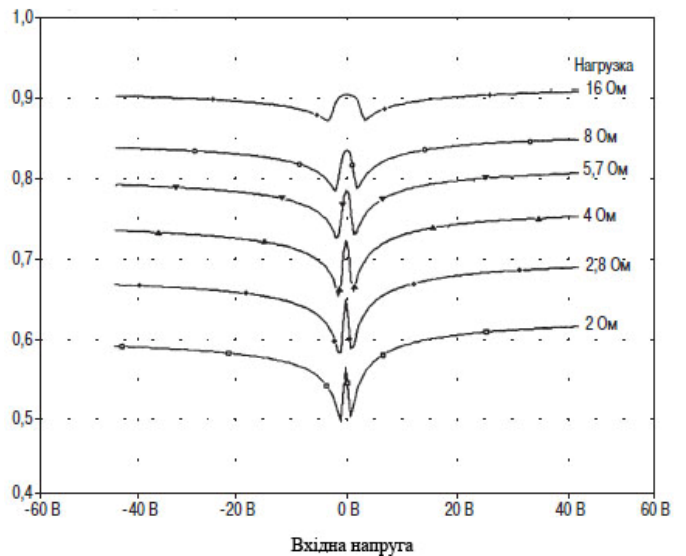


Рис. 6. Залежність коефіцієнта підсилення від вхідної напруги в режимі великого сигналу каскаду підсилювача із загальним стоком

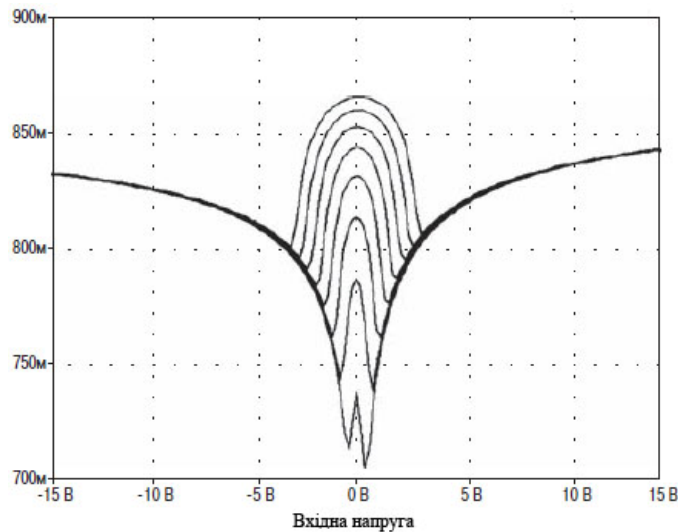


Рис. 7. Область переходу сигналу через нульове значення для значень напруг ± 15 В для каскаду підсилювача із загальним стоком

Для області переходу сигналу через нульове значення характерно більше різке й високе відхилення,

чим для каскаду, виконаного на біполярних транзисторах, а на (рис. 7) наведемо неможливість визначення правильного значення для установки напруги зсуву V_{bias} . На (рис. 5б) представлений гібридний (тобто виконаний на біполярному й на польовому транзисторах) квазі-комплементарний вихідний каскад, що вперше був описаний Селфом (Self) [5]. Даний варіант схеми призначений для досягнення максимальної економії, чим ефективності роботи, тому що вибір був зроблений (в основному з ринкових міркувань) на користь того, щоб використовувати польові транзистори, причому, у якості обох вихідних приладів використовувати більше дешеві n-канальні транзистори; комплементарні польові транзистори усе ще залишаються більше дорогими. Базова схема має яскраво виражену асиметричність, нижня половина гібридної схеми забезпечує більше високе й постійне підсилення, чим верхня половина каскаду, виконаного за схемою із загальним стоком, збільшення значення Re_2 забезпечує достатнє узгодження. Гібридна повністю комплементарна схема, представлена на (рис. 5в) [6], була запропонована в роботі з метою одержати максимальну продуктивність при використанні польових транзисторів шляхом лінеаризації вихідних приладів з використанням локального зворотного зв'язку й зменшення змін значення струму в робочій точці, I_q , завдяки більше низькому значенню розсіюваної потужності біполярних транзисторів, застосовуваних у схемі. Схему характеризує дуже висока лінійність характеристики, у ній відсутній спад підсилення при високих навантаженнях (рис. 8), вона передбачає відсутність спотворень, пов'язаних з вимиканням приладів; однак вона досить неефективна відносно максимального значення розмаху амплітуд напруг.

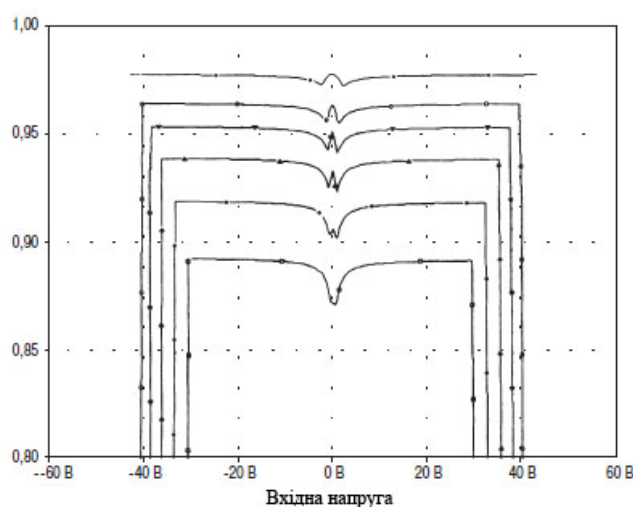


Рис. 8 Залежність коефіцієнта підсилення від вхідної напруги каскаду на комплементарних парних польових та біполярних транзисторів

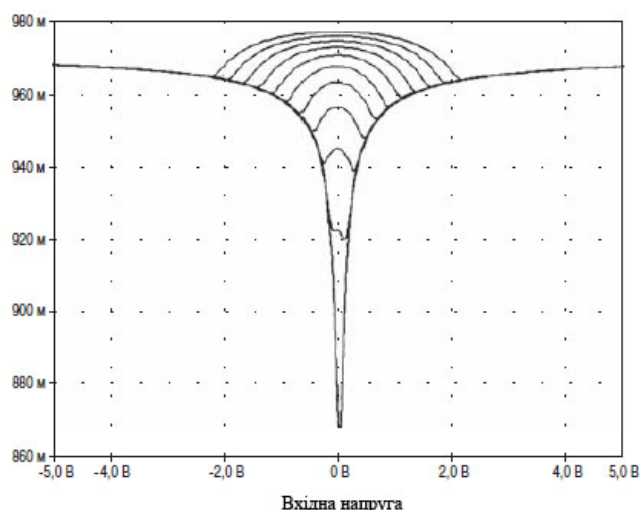


Рис. 9. Область переходу сигналу через нульове значення для значень напруг ± 15 В для каскаду підслівача виконаного на комплементарних польових та біполярних транзисторах

Область на (рис. 9), пов'язана з переходом сигналу через нульовий рівень, усе ще має неприємні різкі вигини, але загальне відхилення підсилення (0,96 – 0,97 при величині навантаження 8 Ом) набагато менше, чим для квазі-гібридної схеми (0,78 – 0,90), тому енергія сигналу генерованих гармонік високих порядків спотворюється менше.

Потужні польові і біполярні транзистори: порівняння лінійності характеристик. Переваги та недоліки використання польових транзисторів

Потужні польові транзистори, коли вони використовуються у звичайних вихідних каскадах, що працюють у класі В, забезпечують у значній мірі меншу лінійність, чим біполярні транзистори. Відхилення коефіцієнта підсилення в області переходу сигналу через нульовий рівень мають набагато більшу інтенсивність для польових транзисторів, чим порівняно помірні коливання для каскаду на біполярних транзисторах, у яких є в наявності правильно заданий рівень зсуву, а крива залежності підсилення для польового транзистора в дійсності має зазублини, завдяки способу, яким два прилади із квадратичними характеристиками сполучаються. Область постійно зростаючого підсилення простого вихідного каскаду на польових транзисторах становить 0,84-0,79 (діапазон 0,05) і це більше, ніж для каскаду на біполярних транзисторах, каскад на емітерному повторювачі забезпечує область 0,965-0,972 при навантаженні 8 Ом (діапазон 0,007), а каскад на парі з комплементарним зворотним зв'язком (Complementary Feedback Pair – CFP), забезпечує область 0,967-0,970 (діапазон 0,003). Менші значення діапазонів зміни коефіцієнтів підсилення знайшли своє відбиття в набагато більше низьких значеннях сумарного коефіцієнта нелінійних спотворень, коли дані моделювання з використанням програми PSpice піддаються Фур'є-аналізу. Найбільш важливою відмінністю може бути те, що для каскадів на біполярних транзисторах зміни підсилення складають плавні коливання, тоді як для залежностей на польових транзисторах представляються більше ймовірні різкі зміни, які набагато складніше піддати лінеаризації з використанням негативного зворотного зв'язку, що повинна зменшуватися з збільшенням частоти. У своїй основі експонентна характеристика I_c/V_{be} двох біполярних транзисторів наближається найбільше точно до ідеально сполученого (тобто завжди прагнучої до 1) математичної функції, а це представляє основну причину значно більше менших по величині спотворень, пов'язаних з переходом сигналу через нульовий рівень. Ретельний аналіз того, як у двох типах приладів починається процес провідності, як зростає вхідна напруга, показує, що польовий транзистор різко переходить на ділянку із квадратичною залежністю своєї характеристики, тоді як поводження біполярного приладу відповідно до експонентної характеристики забезпечує набагато більше повільний і плавний початок процесу провідності. Зовсім аналогічно в недавніх роботах [6] показано, що менш традиційні підходи до рішення проблеми, також страждають від існуючої неспряженості польових транзисторів і проявляють різкі зміни у величині коефіцієнта підсилення. Джевел (Gevel) показав, що це виявляється справедливим для обох версій каскаду, запропонованого Олссоном [7], у яких використовуються в кінцевому каскаді як n, так і р-канальні польові транзистори. У них завжди спостерігається різка зміна в значенні коефіцієнта підсилення.

Переваги застосування польових транзисторів

1. Для простого вихідного каскаду з комплементарними МОП польовими транзисторами немає необхідності застосовувати попередні підсилювачі в вихідному каскаді. Це, щоправда, мало допомагає за рахунок необхідності використання для захисту затвора стабілітрони.

2. Відсутній механізм виникнення вторинного пробую. Це може спростити розрахунок систем захисту від перевантаження, особливо призначених протистояти навантаженням з високої реактивної складової.

3. Відсутні ефекти нагромадження заряду, що приводять до виникнення спотворень, пов'язаних з вмиканням напівпровідникових приладів.

Недоліки польових транзисторів

1. Лінійність характеристики набагато гірша в порівнянні з біполярними транзисторами, що мають точно таку ж крутизна за рахунок погіршення характеристик. Характеристики провідності при роботі в класі В не мають гладкості при перетинанні нульового значення, і тому відсутній еквівалент умові оптимального завдання зсуву в режимі роботи класу В, що просто очевидно при роботі каскаду на біполярних транзисторах.

2. Напруга (затвор-витік) V_{gs} , необхідна для утворення каналу провідності, становить, як правило, порядку 4-6 В, що набагато більше напруги величиною 0,6 – 0,8 В, необхідного в біполярному транзисторі для керування базою. Це значно знижує ефективність вихідного каскаду по напрузі, якщо тільки попередні малосигнальні каскади живляться від окремих і високовольтних шин живлення.

3. Мінімальний опір каналу провідності польового транзистора, велике й визначає подальше зниження ефективності каскаду в порівнянні з вихідними каскадами на біполярних транзисторах.

4. Потужні польові транзистори схильні до виникнення паразитних коливань. У жорстких умовах роботи прилади в пластмасових корпусах, можуть виходити із ладу.

Результати експериментальних досліджень

З метою дослідження схеми підсилювача на польових транзисторах на велику потужність, була розроблена схема підсилювача із декількома ступенями підсилення. Принципова схема підсилювача приведена на (рис. 10).

Даний підсилювач має попередній буферний підсилювач напруги, виконаний на операційному підсилювачі AD8510 і двокаскадний двотактний підсилювач потужності. Схемотехніка вихідного каскаду побудована таким чином, що по суті являє собою два незалежних підсилювачі – для позитивної напівхвилі звукового сигналу (VT1 – драйвер, VT3, VT5, VT7, VT9) і для негативної напівхвилі (VT2 – драйвер, VT4,

VT6, VT8, VT10). Обидва підсилювачі охоплені своїми місцевими негативними зворотними зв'язками: R 13-R9 і R 14-R10, від співвідношення номіналів цих резисторів і залежить коефіцієнт підсилення даного каскаду. У цьому випадку він обраний таким чином, щоб одержати мінімальну похибку в цьому каскаді. Оскільки останній каскад підсилювача працює в підсилювальному режимі, то входячи в режим насичення опір між виходом підсилювача і джерелом живлення стає мінімально можливим. Саме це дозволяє підсилювачу стосовно традиційних підсилювачів з емітерними повторювачами на виході мати значно більший КПД, оскільки амплітуда вихідного сигналу практично від напруги живлення відрізняється на пару вольт у відмінності від підсилювачів з емітерними повторювачами на виході.

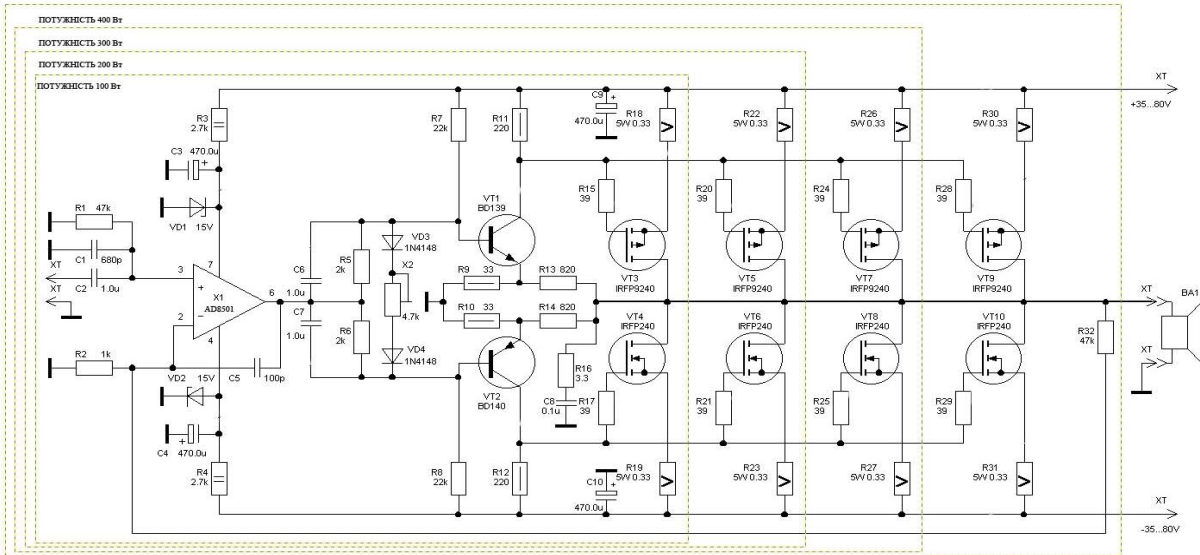


Рис. 10. Принципова схема підсилювача

За результатами експериментальних досліджень знято осцилограми вхідного і вихідного сигналів із підсилювача (рис. 11).

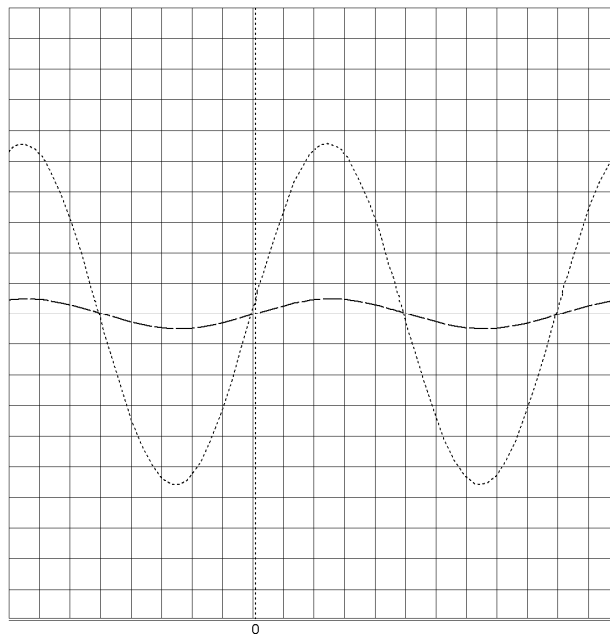


Рис. 11. Осцилограми вхідного і вихідного сигналів
 — — — Канал А, В/под. 2В, Канал Б, В/под. 10В

Висновки

1. В результаті проведеного аналізу принципів побудови відсилювачів потужності встановлено, що найчастіше застосовується три каскадна архітектура таких підсилювачів, яка характеризується високою розв'язкою між каскадами та послабленням ефектів Мілера та Ерлі.
2. Встановлено, що у схемах підсилювачів потужності на польових транзисторах не має необхідності застосування попереднього підсилювача у вихідному каскаді.
3. Перевагою схем підсилювачів потужності на польових транзисторах є відсутність також ефекту нагромадження заряду, що значно зменшує спотворення, які пов'язані із вмиканням напівпровідникових

елементів.

4. За результатами моделювання підсилювача на польових транзисторах отримані такі результати: $R_{\text{вих}}=20\text{М}\Omega$; $P_{\text{вих}}=800\text{Вт}$; $I_{\text{вих}}=20\text{А}$; $U_{\text{вих}}=40\text{В}$. Моделювання проведено в програмному середовищі "Proteus 7".

ЛІТЕРАТУРА

1. Linsley'Hood J.L. Simple Class'A Amplifier / J.L. Linsley'Hood, Wireless World, April 1969. – 148p.
2. Self D. Sound MOSFET Design / D. Self, Electronics and Wireless World, Sept 1990.
3. Будинский Я., Усилители низкой частоты на транзисторах / Я. Будянский, М. 1963. – 88с.
4. Hawtin V Letters / Hawtin, Electronics World, Dec 1994. – 1037p.
5. Self D. Two-Stage Amplifiers and Olsson Output Stage / D. Self, Electronics World, Sept 1995
6. Self D. MOSFET Audio Output Letter / D. Self, Electronics and Wireless World, May 1989.
7. Olsson B. Better Audio from Non'Complements / B. Olsson, Electronics World, Dec 1994. – 988p.

Надійшла до редакції
13.2.2011 р.

УДК 681.586.72

В.С. ОСАДЧУК, О.В. ОСАДЧУК, В.В. МАРТИНЮК, О.П. СТОВБЧАТА

Вінницький національний технічний університет

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОВНОГО ОПОРУ МАГНІТОЧУТЛИВОГО ТИРИСТОРА

Розроблено математичну модель магніточутливого тиристора, що дає змогу розрахувати зміну повного опору при дії магнітного поля.

Магнітотристор подано у вигляді еквівалентної схеми, яка складається з двох магнітотранзисторів. На основі аналітичних виразів для параметрів магнітотранзисторів отримано графічні залежності активної та реактивної складових повного опору магнітотристора, які підтверджуються експериментальними даними.

A mathematical model magnetosensitive thyristor had designed. It allows to calculate the change in impedance when exposed to a magnetic field.

Magnitotristor represented as an equivalent circuit consisting of two magnetotransistor. On the basis of analytical expressions for the parameters of magnetotransistor had obtained graphic dependences of active and reactive components of impedance magnetotristora.

Ключові слова: тиристор, магнітне поле, математична модель, імпеданс.

Вступ

Напівпровідникові сенсори магнітного поля широко використовуються в сучасних системах управління виробничими процесами, автомобільній електроніці, вимірювальній і обчислювальній техніці, в дефектоскопії, медичних, побутових приладах тощо. На відміну від інших існуючих магнітних датчиків, магніточутливі тиристори можуть бути використані і як магнітокеровані перемикачі, і як вимірювачі магнітного поля, забезпечуючи при цьому струми від десятків міліампер до сотень ампер.

У роботах [1, 2] розглядається магнітотристор як сенсор магнітного поля, подані результати дослідження впливу магнітного поля на режими роботи симетричного транзисторного еквівалента тиристора, проте на даному етапі вивчення властивостей магніточутливих пристроїв недостатньо розроблені математичні моделі магнітотристорів, які б враховували зміну параметрів залежно від магнітної індукції.

Дана робота присвячена розробці математичної моделі магніточутливого тиристора для розрахунку зміни його опору при дії магнітного поля.

Основна частина

Відомо, що тиристор можна розглядати як з'єднання $p-n-p$ транзистора з $n-p-n$ транзистором, причому колектор кожного із них з'єднаний із базою другого, як показано на рисунку 1. Тому розгляд магніточутливих властивостей тиристорів зводиться до розгляду властивостей транзисторів, що входять до еквівалентної схеми [3].

Розглянемо транзистор типу $p-n-p$. Оскільки магнітне поле викривляє траєкторію інжектованих носіїв заряду при їх русі на шляху від емітера до колектора, дія магнітного поля на біполярний транзистор еквівалентна зміні ефективної товщини бази [4]:

$$W = \frac{W_0}{1 - \mu_p^2 B^2 / 2} \quad (1)$$

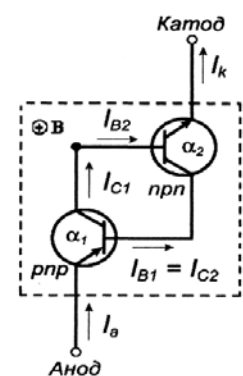


Рис. 1. Двотранзисторна модель магніточутливого тиристора