

УДК 621.382

Р.Л. Голяка

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електронних приладів**ДВОПОРОГОВІ КОМПАРАТОРИ – НОВА ЕЛЕМЕНТНА БАЗА
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ СЕНСОРИВ**

R.L. Goljaka

Lviv Polytechnic National University, Electronic device dept

**DUAL-THRESHOLD COMPARATORS – NOVEL ELEMENTS
FOR INTELLIGENT SENSORS**

© Голяка Р.Л., 2001

Запропоновано принципи побудови та схемотехнічні розв’язки двопорогових компараторів, які як елементна база інтелектуальних сенсорних пристроїв, забезпечують їх автоматичне перемикання між робочим та очікувальним режимами роботи.

Development principles and circuit solutions are proposed for the double-threshold comparators. Such comparators provide the automatic switching between the operating and standby mode and they serve as the elements for intelligent sensor devices.

Вступ. Домінуючою тенденцією розвитку сучасної електроніки є створення енергоекономних пристроїв. За останній період розроблено багато низьковольтних та мікрострумових операційних підсилювачів, компараторів, елементів цифрової техніки. Перехід на покоління енергоекономної елементної бази в таких галузях електроніки, як сенсорика, обчислювальна та медична техніка, екологічний моніторинг, забезпечує можливість створення малогабаритних електронних пристроїв, що характеризується високою автономністю роботи.

В основі розв’язання проблеми зменшення енергоспоживання електронних пристроїв, і насамперед сенсорної техніки, лежить очікувальний режим роботи, при якому пристрій залежно від величини вхідного сигналу, автоматично переходить з робочого стану в очікувальний і навпаки.

Фірмою Motorola запатентовано операційний підсилювач MC33102, який автоматично перемикається вхідним сигналом з очікувального режиму в робочий [1]. Такий операційний підсилювач – перший пристрій з новітньої серії елементної бази, в основі функціонування якої лежить принцип перемикання вхідним сигналом режиму роботи схеми. Однак потужність споживання більшості реальних пристроїв здебільшого визначається не тільки операційними підсилювачами. Ефективне забезпечення очікувального режиму роботи без врахування усіх факторів, що зумовлюють специфіку кожного конкретного пристрою, є неможливим. Розглянуту проблему необхідно розв’язувати комплексно, а засоби забезпечення очікувального режиму повинні мати ширші функціональні можливості.

У цій роботі розглядаються питання розробки елементної бази електронних пристроїв, які з метою мінімізації енергоспоживання, передбачають механізм автоматичного перемикання між очікувальним і робочим режимами [2]. Серед основних проблем, які визначають

прогрес в галузі створення пристроїв з наявністю очікувального режиму роботи, є розробка відповідних інтегральних схем (ІС). Такі ІС, як окремі елементи електронних пристроїв, які разом з серійними універсальними ІС, чи як складові компоненти спеціалізованих ІС вищого рівня інтеграції, є елементною базою нового покоління енергоекономної апаратури, насамперед інтелектуальних сенсорів.

Структура елементарних двопорогових компараторів. Розроблені однокристальні ІС, які забезпечують автоматичне перемикання між очікувальним та робочим режимами роботи реалізовані на принципі двополярного порогового компарування амплітуди сигналу і умовно названі компараторами нуля (СМ0). На відміну від прототипу МС33102, розроблені ІС забезпечують можливість перемикання вхідним сигналом з очікувального в робочий режим практично будь-яких приймальних пристроїв та сенсорів, в яких величина потужності споживання при відсутності сигналу є критичним параметром.

Елементарна схема двопорогового компаратора показана на рис. 1. Вона містить вхідний диференційний каскад T_1, T_2 із струмозадаючим резистором емітерних кіл R_1 та динамічним навантаженням T_5, T_6 , набір струмових дзеркал $T_3, T_4, T_9 - T_{13}$, підсилювачі струму розбалансу T_7, T_8 , вузли формування тригерного режиму перемикання $T_{14} - T_{16}$ та затримки процесу перемикання $T_{17}, T_{19}, C_{DEL}, R_2$ – відповідно вихідний каскад $T_{20} - T_{22}, R_3$. Принциповою особливістю схеми є відсутність енергоспоживання при рівні синфазної складової вхідного сигналу, що не перевищує 2 В по відношенню до потенціалу мінусового джерела живлення. При цьому, або у випадку невід'єднаних входів схеми, струм через R_1 , а, отже, і через усі струмові дзеркала, відсутній. Наявність синфазної складової у вхідному сигналі по відношенню до потенціалу мінусового джерела живлення забезпечує вмикання схеми.

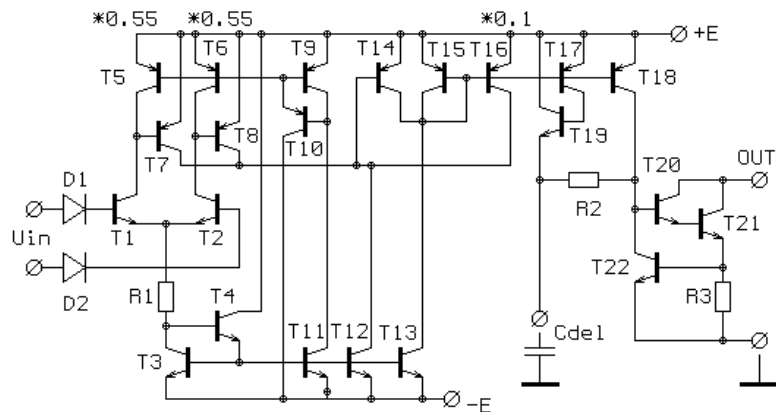


Рис. 1. Схема елементарного двопорогового компаратора

Двополярне компарування амплітуди вхідного сигналу формується відповідним зміщенням колекторних кіл диференційного каскаду. З метою компенсації нестабільності функціонування схеми при зміні зміщення каскадів за постійним струмом, величини струмів навантаження вхідного диференційного каскаду визначаються струмом його емітерного кола. Двополярна порогова характеристика схеми забезпечується співвідношеннями струмів, що, своєю чергою, визначаються активними площами транзисторних структур струмових дзеркал. Оскільки $S_C(T_5) = S_C(T_6) = 0,55 \cdot S_C(T_9)$, де S_C – активні площі колекторних областей відповідних транзисторних структур (структури латеральних р-п-р транзисторів), а $I_C(T_3) = I_C(T_{11})$, має місце рівність

$$I_C(T_5) = I_C(T_6) = 0,55 \cdot (I_E(T_1) + I_E(T_2)).$$

При відсутності диференційної складової вхідного сигналу, диференційний каскад збалансований, а, отже, знехтувавши величинами базових струмів, отримаємо

$$I_C(T_5) = 1,1 \cdot I_C(T_1); I_C(T_6) = 1,1 \cdot I_C(T_2).$$

Таким чином, транзистори T_5 , T_6 – насичені, а T_7 , T_8 – закриті. Для диференційної складової вхідного сигналу ΔU_X має місце розбаланс, який зумовлює появу базового струму в одному з транзисторів T_7 , T_8 . Приймавши умову $\frac{I}{1 + \exp(-|\Delta U_X|/\phi_T)} - 0,55 \cdot I > 0$, виз-

начаємо амплітуду вхідного сигналу, при якому має місце процес відкриття одного з транзисторів T_7 , T_8 $|\Delta U_X| > \phi_T \cdot \ln \frac{11}{9}$, що для кімнатної температури становить приблизно 5 мВ.

Транзистори вузла формування тригерного режиму $T_{14} - T_{16}$ у збалансованому стані диференційного каскаду знаходяться в режимах: T_{14} – насичений колекторним струмом T_{12} , а T_{15} , T_{16} – закриті. У цьому стані транзистори вузла затримки та вихідного вузла закриті. При появі вхідної напруги заданої величини та відповідно розбалансу диференційного каскаду, відкриваються транзистори T_7 , T_8 , які, своєю чергою, шунтують базове коло T_{14} , що закриваючись, зумовлює появу струму в T_{15} . Останній зміщується струмом T_{13} . Відкриття T_{15} , а, отже, і транзисторів струмового дзеркала $T_{16} - T_{18}$ призводить до насичення транзисторів вихідного каскаду T_{20} , T_{21} та заряду конденсатора C_{DEL} через T_{19} . Як і в схемах серійних компараторів потенціал вихідного каскаду може бути довільно зміщений, що забезпечується “відкритими” емітерними та колекторними колами. Обмеження вихідного струму забезпечується транзистором T_{22} , що при досягненні на резисторі R_3 напруги 0,6 В шунтує базове коло T_{20} .

Гістерезисна характеристика перемикання схеми формується шляхом введення додатного зворотного зв'язку по струму. Цю функцію виконує транзистор T_{16} , активна площа якого, а, отже, і струм у цій схемі становлять 10 % від відповідних значень вхідного транзистора струмового дзеркала T_{15} .

Конденсатор C_{DEL} забезпечує затримку переходу у зворотний виключений стан вихідного кола. Час затримки визначається сталою $R_2 \cdot C_{DEL}$. Зазначимо, що вмикання відбувається миттєво, що вирішено розв'язкою вихідного кола – транзистор T_{18} та кола зарядки конденсатора – T_{17} , T_{19} . Введення штучної затримки переходу схеми в очікувальний режим запобігає спотворенню сигналу при переході амплітуди вхідного сигналу через нульове значення. Для більшості пристроїв величина затримки становить величину приблизно 1 с. Очевидно, що у випадку недоцільності затримки, конденсатор C_{DEL} не під'єднують. Діоди D_1 , D_2 на вході схеми запобігають можливості пробією емітерних р-п-переходів T_1 , T_2 при різниці вхідних напруг більше ніж 7 В.

Схема компаратора забезпечує нормальне функціонування при напругах живлення ± 3 В і вище.

Презиційний двопороговий компаратор. Фрагмент прецизійного двопорогового компаратора, а саме – його вхідний вузол, показано на рис. 2. Позитивний ефект досягнуто шляхом заміни вхідного диференційного каскаду на два диференційні підсилювачі, відповідно, T_1-T_8 та $T_{18}-T_{25}$. Підсилювачі охоплені від'ємним зворотним зв'язком, так що на резисторі R_Z , що є диференційним навантаженням підсилювачів, формується диференційна складова вхідного сигналу. Крім того, підсилювачі навантажені на струмові дзеркала T_{10} ,

T₁₆, відповідно, струми через які визначаються, як $I_C(T_{10})=I_C(T_{16})=1,5 \cdot I_C(T_{11}) = 1,5 \cdot I_C(T_{14})=1,5 \cdot I_Z$, де I_Z – величина опорного струму, яка визначає поріг перемикання схеми. Струми через вихідні транзистори T₆, T₁₈ визначаються джерелами струму T₈, T₂₄, відповідно, $I_C(T_8)=I_C(T_{24})=I_Z$. Таким чином, при відсутності диференційної складової вхідного сигналу струм через R_Z не протікає, а $I_C(T_6)=I_C(T_8)=I_Z$; $I_C(T_{18})=I_C(T_{24})=I_Z$, що визначає насичений стан транзисторів T₁₀, T₁₆ та закритий стан транзисторів підсилення струму розбалансу T₉, T₁₇ (останні виконують аналогічну функцію, як і транзистори T₇, T₈ у схемі елементарного компаратора, а в інших вузлах – формування гістерезисної характеристики, затримки, вихідного каскаду в схемах теж аналогічні).

Формування вихідного струму I_{OUT} має місце при амплітуді диференційної складової вхідного сигналу $|\Delta U_X| > 0,5 \cdot I_Z \cdot R_Z$, що зумовлює струм через R_Z, величиною $|\Delta U_X|/R_Z$, отже, режими $I_C(T_6) = I_Z + |\Delta U_X|/R_Z > 1,5 \cdot I_Z$ чи залежно від полярності вхідного сигналу $I_C(T_{18}) = I_Z + |\Delta U_X|/R_Z > 1,5 \cdot I_Z$. Таким чином, $I_C(T_6) > I_C(T_{10})$ або $I_C(T_{18}) > I_C(T_{16})$, що визначає насичення одного з транзисторів T₉, T₁₇.

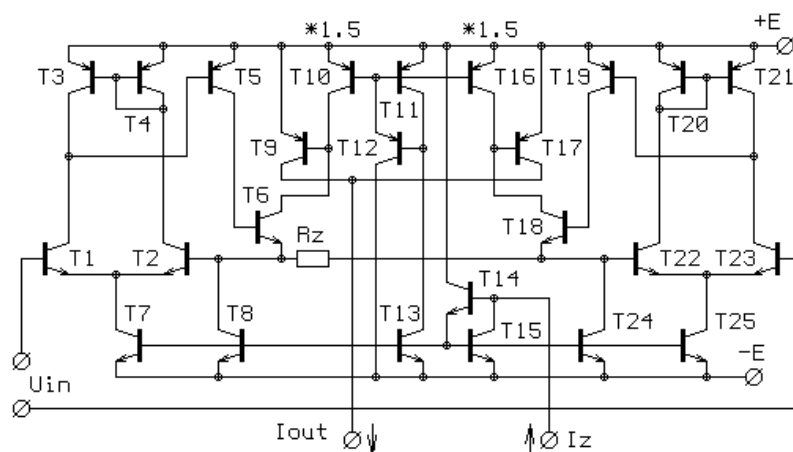


Рис. 2. Схема вхідного вузла прецизійного двопорогового компаратора

Висока прецизійність функціонування схеми, відтворення напруги перемикання та температурна стабільність забезпечуються формуванням струму зміщення I_Z у тому самому кристалі, як і в схемі компаратора. При цьому джерело струму зміщення I_Z повинно передбачати перетворення типу $I_Z=U_0/R_0$, де U_0 – опорна напруга; R_0 – резистор перетворення, який створено у тому самому шарі, що і в R_Z. Таким чином, перемикання схеми має місце при $|\Delta U_X| > 0,5 \cdot U_0 \cdot R_Z/R_0$, що при високому відтворенні співвідношення R_Z/R₀ забезпечує високу прецизійність функціонування.

Компаратори з розширеним діапазоном синфазної складової системи. Серед інших проблем двопорогового компарування амплітуди сигналу, які необхідно вирішувати є проблема розширення діапазону синфазної складової вхідних напруг та безпосередньо пов'язане з цим питання забезпечення функціонування при живленні схеми однополярним джерелом. Проблема вирішується запаралеленням вхідних диференційних каскадів на протилежних за типом провідності транзисторах. Схема вхідного вузла двопорогового компаратора з розширеним діапазоном вхідних напруг показана на рис. 3. Принцип функціонування окремих диференційних каскадів з пороговими характеристиками аналогічний схемі елементарного двопорогового компаратора. Струмозадаюче коло подане у вигляді

T_{12} – T_{15} , R_1 , хоча, очевидно, залежно від прецизійності, можливі інші варіанти. Вихідний струм I_{OUT} має місце тільки при умові заданого рівня розбалансу одного з диференційних каскадів або обох одночасно. На вході кожного диференційного каскаду застосовано емітерні повторювачі T_1, T_4 та T_{16}, T_{19} , які, крім зменшення вхідних струмів компаратора, забезпечують необхідний рівень синфазного зміщення.

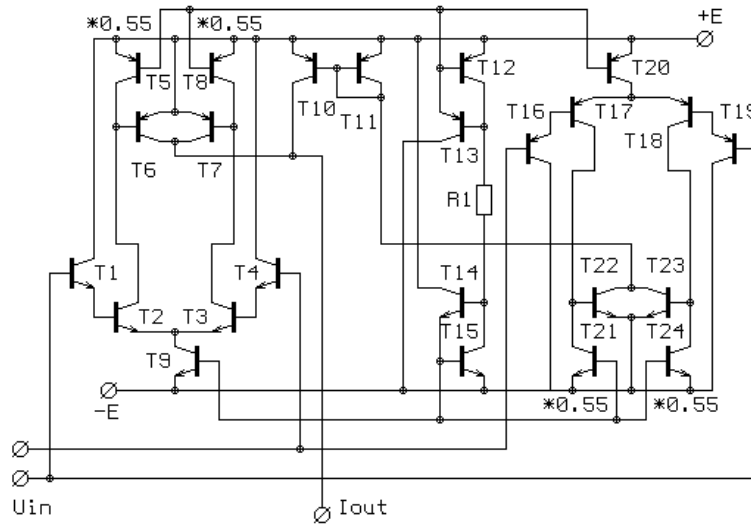


Рис. 3. Схема вхідного вузла двопорогового компаратора з розширеним діапазоном вхідних напруг

Нормальний режим роботи вузла T_1 – T_9 має місце при рівні синфазної складової вхідного сигналу $-E+1,5 \text{ В} \dots +E+0,3 \text{ В}$, а вузла T_{16} – T_{24} , відповідно, $-E-0,3 \text{ В} \dots +E-1,5 \text{ В}$. Таким чином, схема забезпечує двопорогове компарування амплітуди вхідного сигналу в діапазоні, що на $0,3 \text{ В}$ перевищує значення напруги як мінусового, так і плюсового джерел живлення. Забезпечення аналогічних характеристик на дискретних серійних компараторах не є можливим. Зазначимо, що запропонована схема двопорогового компаратора може успішно використовуватись у пристроях з однополярним джерелом живлення $2,0 \text{ В}$ і вище при довільній (реально можливій) амплітуді вхідного сигналу.

Висновки. Проведено розробку універсальних ІС амплітудної селекції сигналу, яка є новою елементною базою схем автоматичного перемикання між робочим та очікувальним режимами роботи. Отримані результати дають змогу розширити галузь застосування перетворювачів з автоматичним перемиканням між очікувальним та робочим режимами і, тим самим – мінімізувати енергоспоживання та кількість ліній передачі інформації сучасних інтелектуальних сенсорних пристроїв.

1. Goodenough Frank. *Dozing IC Op. Amps wake up for input signal* // ED, 1991. – №23. – Р. 49–54. 2. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред З. Готри, Р.Голяки. – Львів, 1999. – 364 с.