

## 6. МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ СТАБІЛІЗАТОРІВ НАПРУГИ МАЛОЇ ПОТУЖНОСТІ

Стабілізатором напруги називають пристрій, який підтримує, із визначеною точністю, незмінною напругу на навантаженні. Зміна напруги на навантаженні може бути обумовлена низкою причин: коливаннями напруги первинного джерела живлення (електричної мережі, акумулятора, гальванічного елемента), зміною навантаження, зміною температури навколишнього середовища і т.ін.

За принципом дії відрізняють параметричні та компенсаційні стабілізатори. У свою чергу такі стабілізатори можуть бути однокаскадними, багатокаскадними та мостовими.

Компенсаційні стабілізатори можуть бути із безперервним або імпульсним регулюванням; ті чи інші можуть бути послідовного або паралельного типу.

Параметричні стабілізатори виконують стабілізацію напруги за рахунок змінювання параметрів напівпровідникових приладів: стабілітронів, стабісторів, транзисторів і т.ін. Змінним параметром напівпровідникових стабілізаторів напруги є їх власний опір та провідність.

Компенсаційні стабілізатори представляють собою замкнені системи автоматичного регулювання напруги на навантаженні, виконані із використанням напівпровідникових приладів. Вихідна напруга в таких стабілізаторах підтримується рівною або пропорційною стабільній опорній напрузі, яка утворюється одним з типів параметричних стабілізаторів.

Компенсаційні стабілізатори містять у своєму складі регулюючий елемент (у більшості випадків транзистор), який може підключатися послідовно або паралельно до навантаження.

Регулюючий елемент може працювати у безперервному або ключовому режимах. В імпульсних стабілізаторах використовується ключовий режим роботи регулюючого елемента, а в стабілізаторах із безперервним регулюванням – безперервний.

За точністю підтримки вихідної напруги на навантаженні стабілізатори розділяють на прецизійні (зміна напруги не більше 0,005%), точні (зміна напруги від 0,01% до 0,005%) середньої точності (зміна напруги від 0,1% до 0,01%), та низької точності (зміна напруги від 1% до 0,1%).

Основними параметрами стабілізаторів напруги є коефіцієнти нестабільності по нарузі  $K_{HCTU}$ , нестабільності по струму  $K_{HCTI}$ , стабілізації напруги  $K_{CTU}$  та вихідний опір стабілізатора  $R_{CT \text{ ВИХ}}$ , які відповідно визначаються за співвідношеннями [3,8,9]

$$K_{HCTU} = \frac{\Delta U_{CT \text{ ВИХ}}}{U_{CT \text{ ВИХ}} \Delta U_{CT \text{ ВХ}}} 100\%; \quad (6.1)$$

$$K_{HCTI} = \frac{\Delta U_{CT \text{ ВИХ}}}{U_{CT \text{ ВИХ}}} \frac{I_H}{\Delta I_H} 100\% \approx \frac{\Delta U_{CT \text{ ВИХ}}}{U_{CT \text{ ВИХ}}} 100\%; \quad (6.2)$$

$$K_{CTU} = \frac{1}{K_{HCTU} U_{CT \text{ ВХ}}} 100\%; \quad (6.3)$$

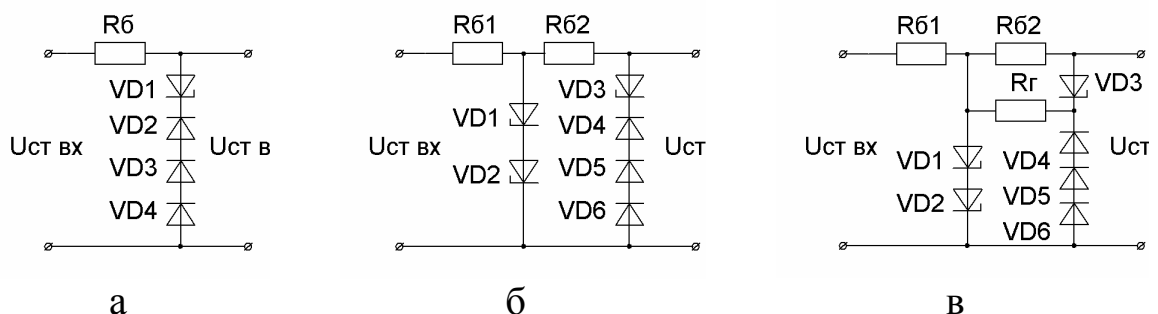
$$R_{CT \text{ ВИХ}} = - \frac{\Delta U_{CT \text{ ВИХ}}}{\Delta I_H} = \frac{K_{HCTI} U_{CT \text{ ВИХ}}}{\Delta I_{CT \text{ ВИХ}} \cdot 100\%}, \quad (6.4)$$

де  $U_{ВИХ}$  – вихідна напруга стабілізатора, В;  $\Delta U_{ВХ}$  і  $\Delta U_{ВИХ}$  – абсолютні змінювання вхідної та вихідної напруги стабілізатора відповідно, В; абсолютне змінювання вихідного струму стабілізатора.

До основних параметрів стабілізаторів напруги також відносять їх ККД та коефіцієнт згладжування пульсації.

## 6.1. РОЗРАХУНОК НАПІВПРОВІДНИКОВОГО ПАРАМЕТРИЧНОГО СТАБІЛІЗАТОРА

Напівпровідникові параметричні стабілізатори (НПС), схеми яких показані на рис.6.1,а–б, мають відносно невисокі значення  $K_{CTU}$ , великі вихідні опори (одиниці – десятки Ом), низький ККД.



**Рис.6.1. Схеми НПС із баластним резистором:  
а – однокаскадного, б – двокаскадних**

Принцип дії найпростішого НПС (рис.6.1,а) заснований на використанні нелінійності вольт-амперних характеристик напівпровідникових стабілітронів та стабісторів [3,7,8,10,11]. Схема, показана на рис.6.1,а представляє собою подільник напруги, який складається із баластного резистора  $R_b$  та стабілітрона VD1. Діоди VD2...VD4 призначені для термокомпенсації змінювань напруги на стабілітроні у разі роботи схеми в широкому діапазоні температур. Тип та кількість діодів вибирається в залежності від  $U_H$  та  $I_H$ , виходячи з умов, що вихідна напруга НПС дорівнює сумі напруг на послідовно ввімкнених стабілітроні та діодах.

Схема стабілізатора показана на рис.6.1,а без кола термокомпенсації забезпечує  $K_{CTU} \leq 100$  при  $\Delta U_{CT\ BX} = \pm 10\%$ . У разі використання кола термокомпенсації  $K_{CTU}$  зменшується в 2...4 рази. Вихідний опір НПС у відповідних випадках складає 6...10 Ом і 25...40 Ом та визначається типом стабілітрону.

На практиці, з метою підвищення значення коефіцієнта стабілізації напруги використовують двокаскадні схеми стабілізаторів, показані на рис.6.1,б–в. У такому разі результуючий коефіцієнт стабілізації дорівнює добутку коефіцієнтів стабілізації першого і другого каскадів, а вихідний опір стабілізатора визнається вихідним опором другого каскаду.

Перевагою НПС виконаного за схемою (рис.6.1,в) є можливість плавного регулювання термокомпенсації шляхом змінювання додаткового струму (опору резистора  $R_r$ ), а недоліком – більш низький ККД порівняно зі схемою (рис.6.1,в).

Початковими даними для розрахунку НПС є стабілізована напруга на його виході  $U_{CT\ ВИХ} = U_H$ ; максимальний струм у навантаженні  $I_{H\ max} = I_H$ ; мінімальний струм у навантаженні  $I_{H\ min}$ ;  $K_{CTU}$ , межі якого визначаються схемою НПС; припустимі відносні збільшення вхідної та вихідної напруги  $\Delta_1, \Delta_2, \%$ ;  $R_{CT\ BX}$  – вихідний опір джерела (фільтра) по постійному струму, Ом.

За початковими даними із довідника [9] вибирається напівпровідниковий стабілітрон.

Із використанням довідникових даних визначають максимально можливе значення коефіцієнта стабілізації

$$K_{CTU\ max} = \frac{U_{CT\ ВИХ}(1 - 0,01\Delta_1)}{(I_H + I_{CTU\ min})r_{CT}}, \quad (6.5)$$

де  $I_{CTU \min}$  – мінімальний струм стабілітрона;  $r_{CT}$  – диференціальний опір стабілітрону, Ом.

При послідовному підключенні в схемі декількох стабілітронів їх диференціальний опір сумується. Значення  $K_{CTU \max}$  повинно дорівнювати  $(1,3...1,5)K_{CTU}$ . Якщо остання умова не виконується, треба вибрати інший стабілітрон або перейти до двокаскадних схем стабілізації (рис.6.1,б,в).

Вхідна напруга стабілізатора визначається за формулою

$$U_{CT \ BX} = \left[ \frac{U_{CT \ ВИХ}}{1 - 0,01\Delta_1)(1 - K_{CTU}/K_{CTU \ max})} \right] \quad (6.6)$$

Опір баластного резистора визначається за співвідношенням

$$R_B = \frac{U_{CT \ BX}(1 - 0,01\Delta_1) - U_{CT \ ВИХ}}{(I_H + I_{CTU \ min})} - R_{CT \ BX}. \quad (6.7)$$

Максимальний струм стабілітрона дорівнює

$$I_{CTU \ max} = I_{CTU \ min} + I_H - I_{H \ min} + (I_H + I_{CTU \ min}) \frac{0,01(\Delta_1 + \Delta_2)K_{CTU \ max}}{(1 - 0,01\Delta_1)K_{CTU}}. \quad (6.8)$$

Розраховане значення  $I_{CTU \ max}$  повинно бути менше максимального значення струму стабілізації для обраних із [9] стабілітронів. У разі невиконання даної умови треба вживати компенсаційний стабілізатор.

Для розрахунку параметричного стабілізатора напруги (рис.6.1,а) можливе використання іншої методики. На першому етапі, за заданою напругою на навантаженні обирається марка стабілітрона з напругою стабілізації  $U_{CTU} = U_H$ . Із довідника [9] вибираються дані  $I_{CTU \ max}$ ,  $I_{CTU \ min}$ ,  $r_{CT}$ .

Значення  $K_{CTU}$  розраховується виходячи із співвідношення

$$\Delta U_{CT \ ВИХ} / U_{CT \ ВИХ} = \Delta U_{CT \ ВИХ} / (K_{CTU} U_{CT \ ВИХ}) = (K_{П1} / K_{CTU}) = K_{ПН}, \quad (6.9)$$

де  $K_{\text{пн}}$  – припустимий (заданий) коефіцієнт пульсацій на навантаженні.

Значення  $K_{\text{CTU}}$  також може бути обране, виходячи з того, що на практиці для параметричних стабілізаторів воно знаходиться у межах від 20 до 40.

Значення вхідного струму стабілізатора (струму через  $R_{\Gamma}$ ) дорівнює

$$I_{\text{CT BX}} = I_{\text{H}} + \frac{I_{\text{CTU max}} + I_{\text{CTU min}}}{2}. \quad (6.10)$$

Знаючи величини  $K_{\text{CTU}}$  та  $I_{\text{CT BX}}$  можна розрахувати  $U_{\text{CT BX}}$  та  $R_{\Gamma}$  і системи рівнянь

$$\begin{cases} K_{\text{CTU}} = \left(1 - \frac{I_{\text{CT BX}} R_{\Gamma}}{U_{\text{CT BX}}}\right) \frac{R_{\Gamma} + r_{\text{CT}}}{r_{\text{CT}}}, \\ U_{\text{CT BX}} = U_{\text{CT ВИХ}} + I_{\text{CT BX}} R_{\Gamma} \end{cases}, \quad (6.11)$$

де  $I_{\text{CT BX}}$  – вхідний струм стабілізатора, має дорівнювати середньому струму навантаження.

Наприкінці розрахунку параметричного стабілізатора за тією чи іншою методикою треба визначити його ККД

$$\eta_{\text{CT}} = \frac{I_{\text{CTU max}} + I_{\text{CTU min}}}{2I_{\text{CT BX}}}. \quad (6.12)$$

## 6.2. РОЗРАХУНОК ІНТЕГРАЛЬНИХ СТАБІЛІЗАТОРІВ

Інтегральні мікросхеми компенсаційних стабілізаторів напруги можна розділити на наступні групи:

- трьохвивідні стабілізатори фіксованої напруги;
- стабілізатори фіксованої напруги з малим падінням напруги на регулюючому елементі;
- стабілізатори з регульованою вихідною напругою;
- двополюсні стабілізатори.

Стабілізатори з фіксованою вихідною напругою виконані за схемою, наведеною на рис.6.2.

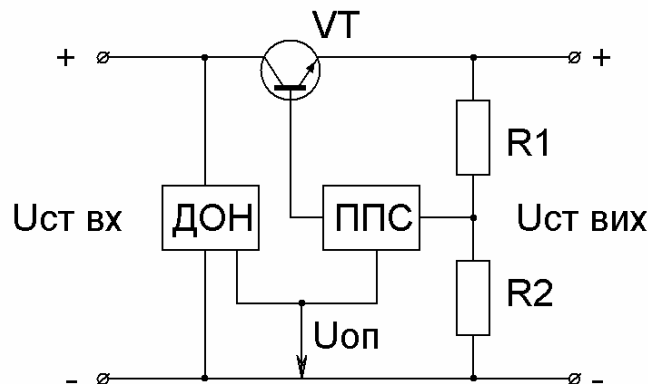


Рис. 6.2

Від джерела опорної напруги (ДОН) стабільна напруга  $U_{ОП}$  надходить до першого входу підсилювача постійного струму (ППС), виконаного на базі операційного підсилювача (ОП). На другий вхід ППС подається напруга  $U_D = U_{СТ\ ВИХ} R_2 / (R_1 + R_2)$ , яка знімається з дільника напруги  $R_1 R_2$ .

Регулюючий елемент (РЕ) виконано на транзисторі VT за схемою емітерного повторювача. Коефіцієнт передавання такого РЕ близький до одиниці.

Рівняння компенсаційного стабілізатора має вигляд

$$U_{СТ\ ВИХ} = K_0 (U_{ОП} - U_{СТ\ ВИХ} K_D), \quad (6.13)$$

де  $K_D$  – коефіцієнт підсилення ППС;  $K_D = R_2 / (R_1 + R_2)$  – коефіцієнт передавання дільника напруги.

Вирішуючи рівняння (6.13) відносно  $U_{СТ\ ВИХ}$  і враховуючи, що  $K_0 K_D \gg 1$ , можна записати

$$U_{СТ\ ВИХ} = \frac{U_{ОП}}{K_D} = \frac{U_{ОП} (R_1 + R_2)}{R_2}. \quad (6.14)$$

Оскільки вихідна напруга залежить від нестабільності джерела опорної напруги  $U_{ОП}$ , воно не може бути стабільнішим за останнє. Більш висока стабільності ДОН у порівнянні з  $U_{СТ\ ВИХ}$  навантаженого

параметричного стабілізатора пояснюється тим, що ДОН підключено до високоомного входу ППС. Недоліком цих стабілізаторів є порівняно велике (до 2,5 В) падіння напруги на РЕ.

**Стабілізатори з малим падінням напруги (low drop)** виконані на РЕ з колекторним виходом. Порівняно попереднім стабілізатором падіння напруги на РЕ у low drop стабілізатора знижене у декілька разів. Структурна схема такого стабілізатора наведена на рис.6.3. Регулюючий транзистор має два колектори, один з яких є вихідним, а інший – датчиком струму для схеми захисту від перевантаження за струмом. Крім того, у схемі передбачено захист від перенагрівання та входних перенапруг.

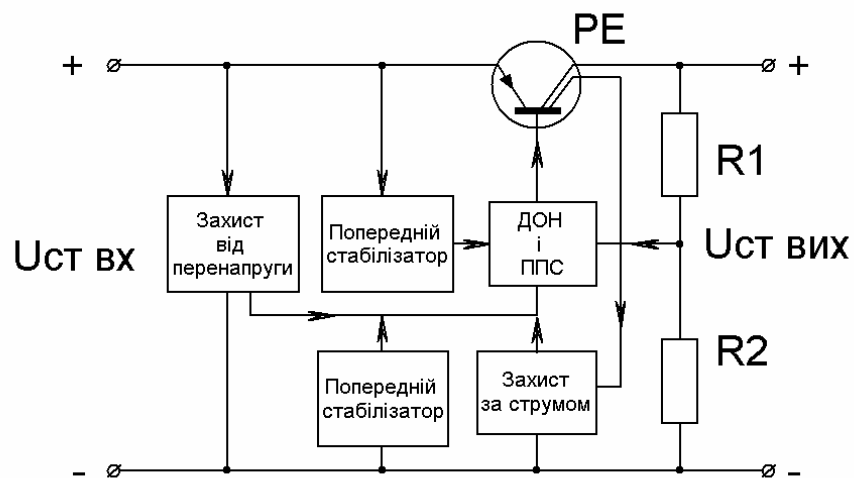


Рис.6.3

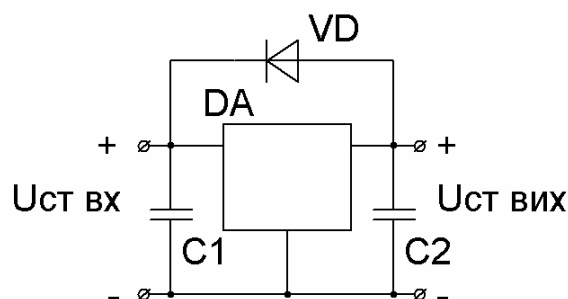
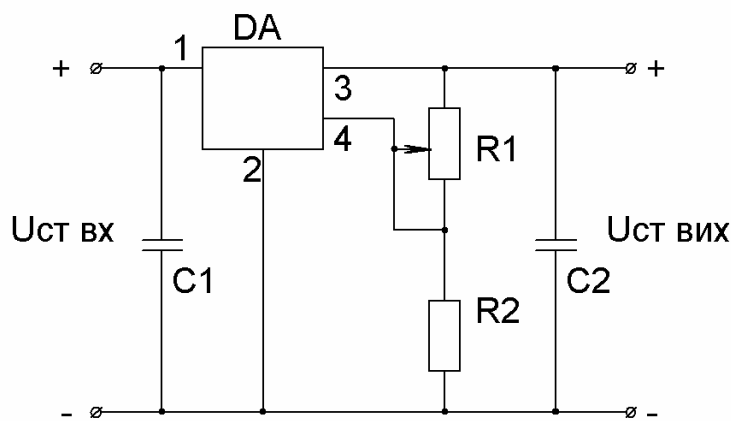


Рис.6.4

Типова схема ввімкнення інтегральних стабілізаторів напруги (ІСН) наведена на рис.6.4. Ємність вихідного конденсатора ( $C_2 > 1$  мкФ для танталових та  $> 10$  мкФ для алюмінієвих оксидних конденсаторів) забезпечує стійкість інтегральної мікросхеми (ІМС)

стабілізатора при імпульсній зміні струму у навантаженні і знижує рівень пульсації. Вхідний конденсатор ( $C_1 > 2,2$  мкФ для танталових і  $> 10$  мкФ для алюмінієвих оксидних конденсаторів) необхідний для усунення генерації при стрибкоподібному ввімкненні вхідної напруги. Генерація виникає в стабілізаторі через вплив паразитних індуктивностей і ємностей монтажних проводів, які утворюють контур ударного збудження. При відсутності  $C_1$  амплітуда коливань може перевищувати максимально припустиму вхідну напругу та призвести до пробію переходу колектор-емітер регулюючого транзистора. У разі  $C_2 > 20$  мкФ, випадкові замикання вхідного кола ІМС стабілізатора можуть вивести її з ладу. Це обумовлене тим, що імпульси розрядного струму вихідних конденсаторів можуть утворювати імпульси зворотної напруги значної амплітуди. Для захисту ІМС від подібних перевантажень необхідне підключення діоду VD1 (рис.6.4), наприклад КД510А, який зашунтує ІМС при замиканні вхідного кола.

**Регульовані стабілізатори напруги** мають додатковий вивід, який призначено для підключення дільника вихідної напруги (чотирьохвивідні стабілізатори). Із використанням цього виводу можна змінювати або підстроювати вихідну напругу (рис.6.5).

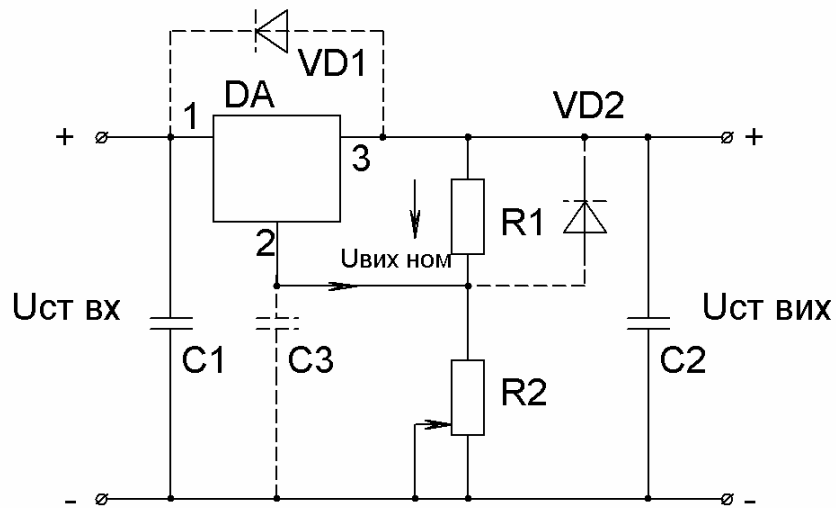


**Рис. 6.5**

Структурна схема ІМС на рис.6.5 аналогічна схемі трьохвивідного стабілізатора. На практиці регульовані стабілізатори мають додаткові виводи для підключення употужнюючих транзисторів; для передавання зовнішнього сигналу, який відключає ІМС; для підключення конденсаторів, що впливають на характер перехідних процесів.



Регулювання вихідної напруги можна також забезпечити за допомогою трьохвивідного стабілізатора, зображеного на рис.6.6.



**Рис.6.6**

Вихідна напруга стабілізатора

$$U_{СТ ВИХ} = U_{СТ ВИХ НОМ} + (I_{СТ СП} + I_{Д})R_2, \quad (6.15)$$

де  $U_{СТ ВИХ НОМ}$  – вихідна напруга ІМС стабілізатора;  $I_{СТ СП}$  – струм, споживаний стабілізатором;  $I_{Д}$  – струм дільника  $R_1, R_2$ .

На рис.6.7 наведена принципова схема стабілізатора з регулюванням вихідної напруги на ІМС К142ЕН1, К142ЕН2.

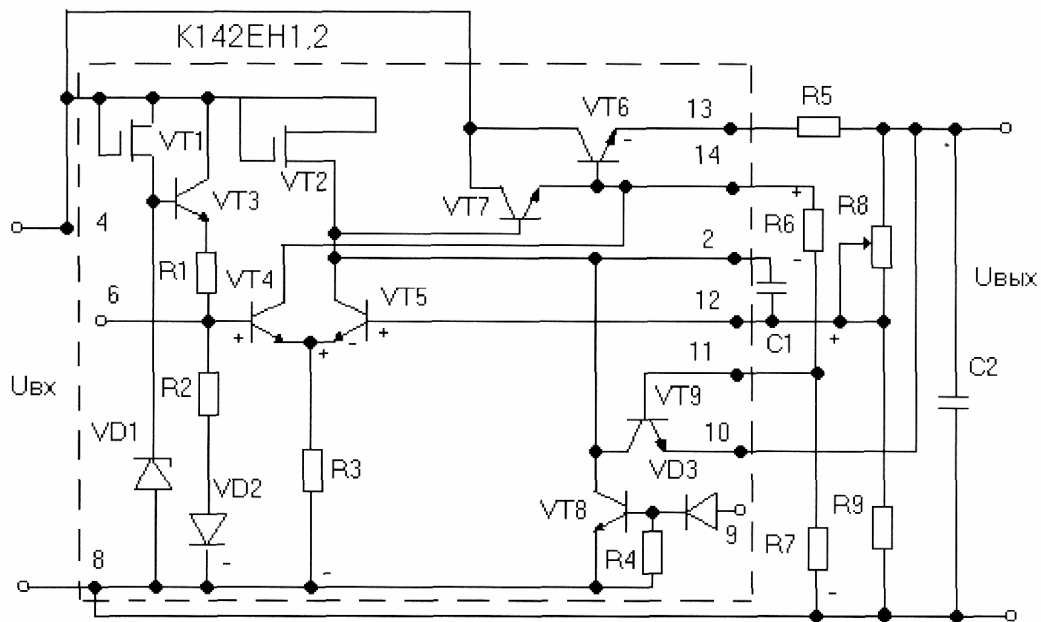


Рис. 6.7

Мікросхема виконана на кристалі із розмірами 1,7x1,7 мм. Регулюючий елемент – складений транзистор VT6, VT7. Застосування такого транзистора дозволяє істотно збільшити коефіцієнт передавання за струмом і зменшити вплив некерованого колекторного струму. Джерело опорної напруги (ОН) призначено для формування опорної (еталонної) напруги, з якою порівнюється частина вихідної напруги. Використання виділеного в результаті порівняння сигналу розбігу забезпечує процес автоматичного регулювання вихідної напруги стабілізатора.

У якості джерела ОН в інтегральному стабілізаторі використовується параметричний стабілізатор. Функції стабілітрону VD1 виконує емітер-базовий перехід транзистора VT3, який зміщено у зворотному напрямі. Він має характеристику лавинного пробію.

Поліпшення якості еталонної напруги досягається стабілізацією струму стабілітрона за допомогою МОП транзистора VT1, у якого замкнені виводи витоку і затвора. Для зменшення вихідного опору параметричного стабілізатора до його виходу підключено емітерний повторювач, виконаний на транзисторі VT3, резисторах R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> і діоді VD2.

Основним чинником, який впливає на якість ОН є нестабільність, що обумовлена зміною температурних умов ІМС. Для температурної компенсації опорної напруги до схеми параметричного стабілізатора додають діод VD2.

Дільник напруги  $R_1, R_2$  дозволяє виділити ОН меншу за напругу стабілізатора на VD1.

Підсилювач постійного струму на транзисторах VT4, VT5 виконано за диференціальною схемою. МОП транзистор VT2 виконує функції стабілізатора струму і є колекторним навантаженням транзистора VT5. Застосування стабілізатора струму якості колекторного навантаження дозволяє збільшити коефіцієнт підсилення каскаду.

Для нормальної роботи інтегрального стабілізатора напруги і отримання заданого значення вихідної напруги до ІМС підключають додаткові дискретні елементи – резистори і конденсатори. Дільник напруги  $R_8, R_9$  є дільником зворотного зв'язку. Значення вихідної напруги стабілізатора встановлюється за допомогою змінного резистора  $R_8$ . Резистори  $R_5, R_6, R_7$  є елементами схеми захисту від перевантажень по струму.

У схемі (рис.6.7) джерело ОН і ППС живляться від вхідної напруги. При зміні вхідної напруги  $U_{CT\ BX}$  (наприклад, збільшенні) зростає вихідна напруга  $U_{CT\ ВИХ}$ , що обумовлює підвищення напруг на резисторах дільника  $R_8, R_9$ . Напруга на нижньому плечі дільника  $U_{R_8R_9}$  порівнюється з напругою на резисторі  $R_3$  – опорною напругою  $U_{OP}$ . Збільшення напруги  $U_{R_8R_9}$  викликає зростання струмів бази і колектора транзистора VT5. Струм стоку  $I_{C2}$  МОП транзистора VT2 є величиною постійною і дорівнює сумі струмів  $I_{K5} + I_{B7}$ . При підвищенні струму  $I_{K5}$ , струм бази транзистора  $I_{B7}$  зменшується. Зменшення струму  $I_{B7}$  обумовлює зменшення струму бази  $I_{B6}$  і збільшення напруги колектор-емітер  $U_{KE6}$  транзистора VT6. У результаті напруга  $U_{CT\ ВИХ}$  зменшується до свого первинного значення з певним ступенем точності.

Зміна струму навантаження  $I_H$  (наприклад, зниження) супроводжується падінням напруги на регулюючому транзисторі VT6 і внутрішньому опорі джерела живлення стабілізатора. Внаслідок цього збільшується вихідна напруга  $U_{CT\ ВИХ}$ , що викликає зростання напруги на нижньому плечі дільника  $U_{R_8R_9}$ . Надалі схема працює так, як було зазначено вище. У схемі стабілізатора (рис.6.7) передбачено захист від перевантажень за струмом і короткого замикання. Функції захисту в інтегральному стабілізаторі виконує транзистор VT9, який працює спільно з додатковими зовнішніми резисторами  $R_5, R_6, R_7$ .

Напруга база-емітер транзистора VT9 визначається співвідношенням

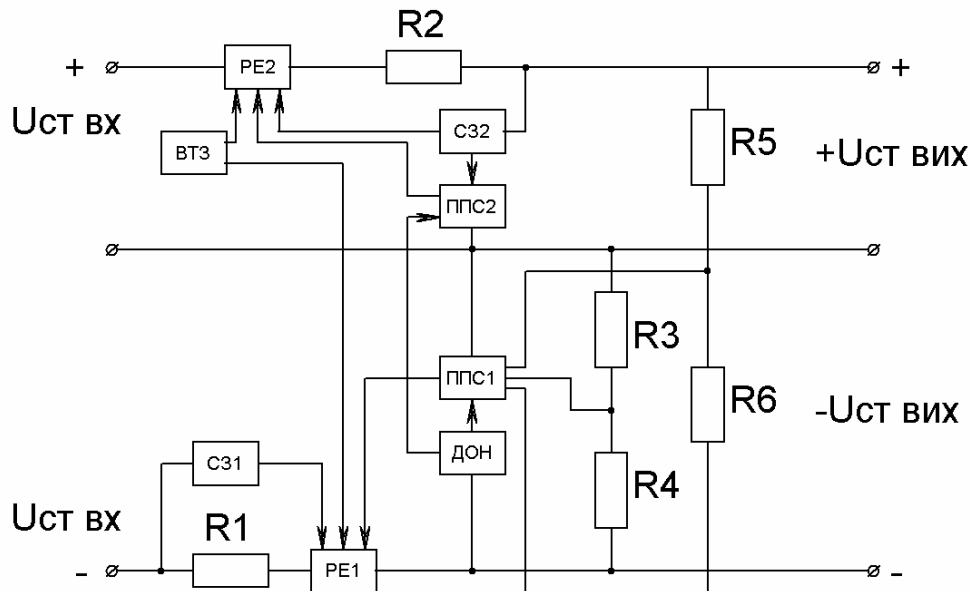
$$U_{BE9} = U_{R6} - U_{BE6} - U_{R5}. \quad (6.16)$$

При нормальній роботі транзистора VT9, коли струм навантаження не перевищує задане максимальне значення, напруга  $U_{R5}$  є малою, а напруга  $U_{R6} > (U_{R5} + U_{BE6})$ .

У такому випадку на базу транзистора VT9 відносно його емітера подається напруга зворотного зміщення і він запирається. При перевантаженні за струмом або короткому замиканні на виході схеми (рис.6.7), напруга  $U_{R5}$  зростає і стає більшою за напругу  $(U_{BE6} - U_{R6})$ . Транзистор VT9 відкривається і на базу складового регулюючого транзистора VT6, VT7 подається негативний потенціал з резистора  $R_5$ . Регулюючий транзистор запирається і обмежує величину струму навантаження. Після усунення перевантаження схема повертається в початковий стан. Зміною опору резистора  $R_5$  можна регулювати величину струму, при якому спрацьовує захист.

В ІМС стабілізатора передбачена можливість запирання складового регулюючого транзистора за допомогою зовнішнього сигналу. Якщо на базу транзистора VT8 ІМС (вивід 9) від зовнішнього джерела подати позитивний сигнал, він відкривається. При цьому на базу складового регулюючого транзистора VT6, VT7 через відкритий транзистор VT8 подається негативний потенціал. Внаслідок цього складений транзистор закривається, а вихідна напруга стабілізатора падає до нуля.

**У двополярних стабілізаторах** позитивна та негативна вихідні напруги надходять до навантаження відносно загальної точки – нульової або корпусної шини. Структурна схема такого стабілізатора наведена на рис.6.8.



**Рис.6.8**

Стабілізатор, який підключено до мінусової шини живлення є ведучим, його вихідна напруга встановлюється ділянкою  $R_3, R_4$ . У той же час ДОН використовується для стабілізатора як негативної, так і позитивної напруги. Зв'язок обох стабілізаторів здійснюється через загальний ділянок  $R_5, R_6$ . Обидва стабілізатори мають розподілені вузли захисту за струмом С31 і С32 із резисторами  $R_1$  і  $R_2$ . Вузол теплового захисту ВТЗ є загальним для обох стабілізаторів. Подібну структурну схему мають стабілізатори серії К142ЕН6 і КР142ЕН15.

### **6.2.1. ПАРАМЕТРИ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ СТАБІЛІЗАТОРІВ НАПРУГИ**

Якість роботи інтегральних стабілізаторів визначається наступними параметрами:

- коефіцієнт нестабільності вихідної напруги при заданій зміні вхідної напруги  $K_{НСТУ}, \frac{\%}{В}$  (6.1);
- коефіцієнт стабілізації напруги  $K_{СТУ}$  (6.3);
- коефіцієнт нестабільності за струмом  $K_{НСТІ}, \frac{\%}{А}$  (6.2);
- внутрішній опір стабілізатора,  $R_{СТ\ ВІХ}$  (6.4);

- коефіцієнт згладжування пульсації (в дБ) – відношення змінної складової вхідної напруги до змінної складової вихідної напруги

$$K_{CT\ CG} = 20 \lg \frac{U_{CT\ BX} \approx}{U_{CT\ ВИХ} \approx}, \text{ дБ}, \quad (6.17)$$

якщо  $K_{CT\ CG}$  не наведено у вихідних даних, то

$$K_{CT\ CG} = 20 \lg K_{CTU}, \text{ дБ}; \quad (6.18)$$

- відносний температурний коефіцієнт нестабільності напруги

$$\alpha_U = \frac{U_{CT\ ВИХ2} - U_{CT\ ВИХ1}}{U_{CT\ ВИХ0}(t_2 - t_1)} 100, \frac{\%}{^\circ\text{C}}, \quad (6.19)$$

де  $U_{CT\ ВИХ0}$  – значення  $U_{CT\ ВИХ}$  при нормальній температурі, а  $U_{CT\ ВИХ1}$  і  $U_{CT\ ВИХ2}$  – при температурах  $t_1$  і  $t_2$  відповідно;  $t_1, t_2$  – граничні значення температурного інтервалу (для більшості інтегральних стабілізаторів  $t_1 = 125^\circ\text{C}$ ,  $t_2 = -60^\circ\text{C}$ );

- падіння напруги на стабілізаторі –  $U_{CT\ ПД}$ , В;
- струм, споживаний стабілізатором –  $I_{CT\ СП}$ , мА;
- температурний коефіцієнт напруги

$$\gamma = \frac{\Delta U}{\Delta t} = \frac{\alpha_U U_{CT\ ВИХ0}}{100}, \frac{\text{В}}{^\circ\text{C}}. \quad (6.20)$$

Припустима потужність розсіювання в ІМС стабілізатора визначається в основному втратами на РЕ  $P_{CT\ РОЗ}$ . Для поліпшення тепловідведення мікросхему встановлюють на радіатори. У табл.6.1 наведені параметри ІМС стабілізаторів напруги.

Таблиця 6.1

Тип ІМС	$U_{CT\ BIX},$ В (min... max)	$U_{CT\ ВИХ},$ В (min... max)	$K_{HCTU},$ % $\frac{B}{A}$ не більше за	$K_{HCTU},$ % $\frac{A}{B}$ не більше за	$K_{CT\ CT},$ дБ на 1кГц не більше за	$\alpha_U,$ % °C не більше за	$I_{CT\ ВИХ},$ А (max)	$P_{CT\ РОЗ},$ Вт без радіатора/ з радіатором	$I_{CT\ СП},$ мА	$U_{CT\ ПД},$ В не більше за
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
К142ЕНА	9...20	3...12	0,5	0,5	-	0,01	0,15	0,7/0,8	4	4
К142ЕН1Б	9...20	3...12	0,2	0,2	-	0,01	0,15	0,7/0,8	4	4
К142ЕН1В	9...20	3...12	0,8	2,0	-	0,05	0,15	0,7/0,8	4	4
К142ЕН1Г	9...20	3...12	0,8	1,0	-	0,05	0,15	0,7/0,8	4	4
К142ЕН2А	20...40	12...30	0,5	0,5	-	0,01	0,15	0,7/0,8	4	4
К142ЕН2Б	20...40	12...30	0,2	0,2	-	0,01	0,15	0,7/0,8	4	4
К142ЕН2В	20...40	12...30	0,8	2,0	-	0,05	0,15	0,7/0,8	4	4
К142ЕН2Г	20...40	12...30	0,8	1,0	-	0,05	0,15	0,7/0,8	4	4
КТ42ЕНЗ	9...45	3...30	0,05	0,25	-	0,01	1	1,4/4	10	3
К142ЕН4	9...45	3...30	0,05	0,25	-	0,01	1	1,4/4	10	4
К142ЕН5А	7,5...15	4,9...5,1	0,05	1	70	0,02	3	1,2/10	10	2,5
К142ЕН5Б	8,5...15	5,88...6,12	0,05	1	70	0,02	3	1,2/10	10	2,5
К142ЕН5В	7,5...15	4,9...5,1	0,05	1	70	0,02	2	1,2/10	10	2,5
К142ЕН5Г	8,5...15	5,88...6,12	0,05	1	70	0,02	2	1,2/10	10	2,5
КР142ЕН5А	7,5...15	4,9...5,1	0,05	2	60	0,03	-	1,2/10	10	2,5
КР142ЕН5Б	8,5...15	5,88...6,12	0,05	2	60	0,03	3	1,2/10	10	2,5
КР142ЕН5В	7,5...15	4,82...5,18	0,05	2	60	0,03	2	1,2/10	10	2,5
КР142ЕН5Г	8,5...15	5,8...6,2	0,05	2	60	0,03	2	1,2/10	10	2,5
КР142ЕН6А	-...40	14,7...15,3	0,0015	0,3	30	0,02	0,2	1,4/5	7,5	2,5
КР142ЕН6Б	-...40	14,7...15,3	0,005	0,3	30	0,02	0,2	1,4/5	7,5	2,5
К142ЕН6В	-...40	14,7...15,3	0,0025	0,3	30	0,02	0,2	1,4/5	7,5	2,5
К142ЕН6Г	-...40	14,7...15,3	0,0075	0,3	30	0,02	0,2	1,4/5	7,5	2,5
142ЕН8А	11,5...35	8,73...9,27	0,05	0,67	40	0,02	1,5	-/9	10	2,5
142ЕН8Б	11,5...35	11,64...12,36	-	-	-	-	-	-	-	-

## 6.2.2 МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ СТАБІЛІЗАТОРІВ НА ІМС

Для розрахунку стабілізаторів напруги на ІМС, як правило, необхідні наступні початкові дані: номінальне значення вихідної напруги  $U_{CT\ BIX\ НОМ}$ ; граничні значення вихідної напруги  $U_{CT\ BIX\ min}$ ,  $U_{CT\ BIX\ max}$ ; мінімальний і максимальний струми навантаження  $I_{H\ min}$ ,  $I_{H\ max}$ ; температурна нестабільність напруги вхідної  $\alpha_U$ ; нестабільність вихідної напруги  $K_{HCTU}$  або коефіцієнт пульсацій вихідної напруги  $K_{II}$ ; коефіцієнт стабілізації напруги  $K_{CTU}$ ; внутрішній опір стабілізатора  $R_{CT\ BIX}$ ; температурний коефіцієнт  $\gamma$ .

Вибір ІМС виконується за заданими  $U_{CT\ BIX}$ ,  $I_{CT\ BIX\ max}$ ,  $K_{CTU}$ ,  $\gamma$ ,  $R_{CT\ BIX}$  із табл.6.1. Бажано віддавати перевагу тим ІМС, які працюють з меншою кількістю зовнішніх елементів. При цьому повинні виконуватися наступні умови

$$\begin{aligned} U_{IMC\ BIX} &\geq U_{CT\ BIX}; \\ I_{IMC\ BIX\ max} &\geq I_{H\ max}; \\ K_{IMC\ CTU} &> K_{CTU}. \end{aligned} \quad (6.21)$$

Незалежно від типу обраної ІМС визначають наступні параметри

$$\begin{aligned} U_{CT\ BX\ min} &= U_{CT\ BIX\ max} + U_{CT\ ПД}; \\ U_{CT\ BX} &= \frac{U_{CT\ BX\ min}}{1 - \alpha_{(-)}}; \\ U_{CT\ BX\ max} &= U_{CT\ BX} (1 + \alpha_{(+)}), \end{aligned} \quad (6.22)$$

де  $\alpha_{(+)}$ ,  $\alpha_{(-)}$  – найбільше позитивне та негативне відносне змінювання вхідної напруги.

Можливі граничні значення ККД

$$\begin{aligned} \eta_{max} &= \frac{U_{CT\ BIX\ max}}{U_{CT\ BX\ min}}; \\ \eta_{min} &= \frac{U_{CT\ BIX\ min}}{U_{CT\ BX\ max}}. \end{aligned} \quad (6.23)$$



Передбачається, що струм споживаний стабілізатором є малим  $I_{CT\ ВИХ} \approx I_{CT\ ВХ}$ .

Елементи принципової схеми стабілізаторів на ІМС К142ЕН1, К142ЕН2 (рис.6.9) розраховуються за послідовністю, яка наведена нижче.

Опори резисторів дільника вихідної напруги  $R_4$ ,  $R_5$  обираються таким чином, щоб через нього протікав струм  $I_D$  не менший за 1,5 мА; опір резистора  $R_5$  визначається рівнем опорної напруги і складає зазвичай 1,2 кОм; опір резистора  $R_4$  визначається співвідношенням

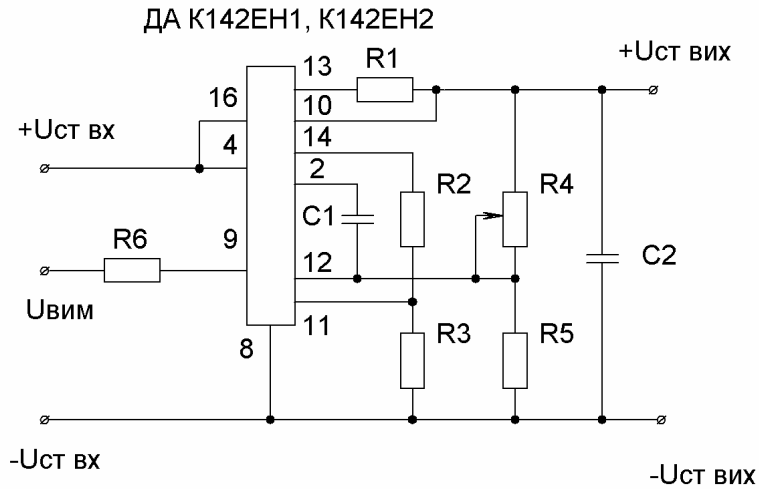
$$R_4 = \frac{U_H - I_D R_5}{I_D}. \quad (6.24)$$

Ємність вихідного конденсатора  $C_2$ , який підвищує стійкість стабілізатора і знижує рівень пульсації вихідної напруги, обирається з умови  $C_2 \geq 2,2$  мкФ. Для подальшого підвищення стійкості вмикається також конденсатор  $C_1 \approx 0,1$  мкФ.

Струм дільника  $R_2$ ,  $R_3$  обирається рівним  $I_D = 0,3$  мА, а опір  $R_2 = 2$  кОм. Напруга  $U_{BE9}$  транзистора захисту VT9 складає 0,7 В. У такому разі опір  $R_3$  визначається співвідношенням

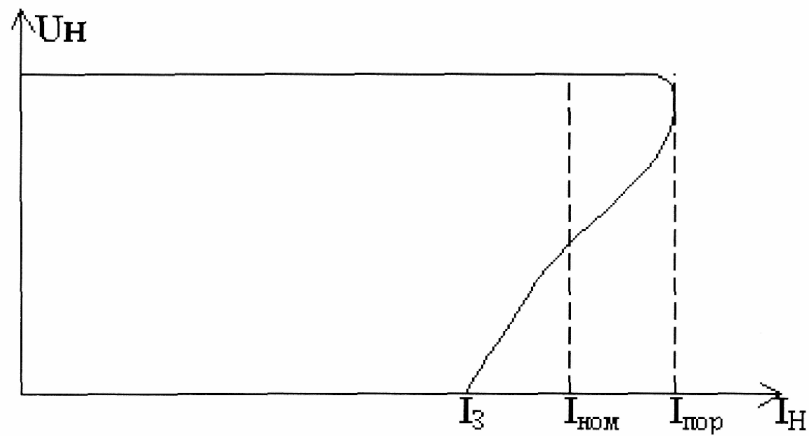
$$R_3 = \frac{U_H + U_{BE9}}{I_D} = \frac{(U_H + 0,7)}{0,3}, \text{ кОм.} \quad (6.25)$$

Напруга на резисторі захисту  $R_1$  відкриває транзистор захисту VT9 тільки при струмі  $I_{ПОР}$  (рис.6.10), коли  $I_{ПОР} < I_{H\ max}$ , а опір резистора  $R_1 = 0,7/I_{ПОР}$ .



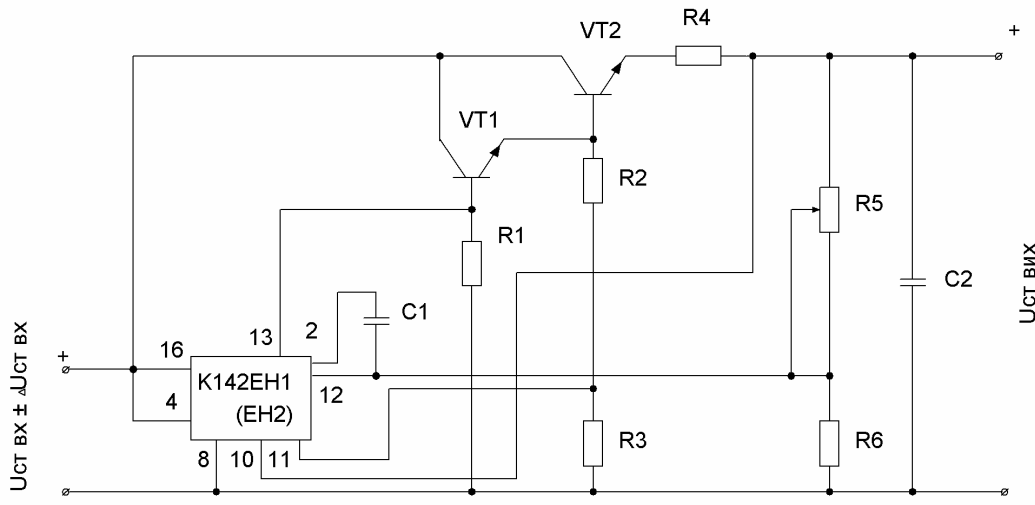
**Рис.6.9**

Залежність вихідної напруги стабілізатора від струму навантаження при роботі схеми захисту показана на рис.6.10.



**Рис. 6.10**

Схема стабілізатора (рис.6.11) може працювати при підвищеному струмі навантаження завдяки ввімкненню складеного транзистора VT1,VT2.



**Рис.6.11**

Розрахунок стабілізатора виконується в наступній послідовності. Визначається струм через транзистор VT1

$$I_{K1 max} = I_{H max} + I_{CT СП}, \quad (6.26)$$

де  $I_{CT СП}$  – струм, споживаний стабілізатором.

Максимальна напруга на вході стабілізатора з урахуванням падіння напруги на внутрішньому опорі випрямляча  $r_0$

$$U'_{CT BX max} = U_{CT BX max} + (I_{H max} - I_{H min})r_0, \quad (6.27)$$

де  $r_0 = (0,05...0,1)U_{CT BX}/I_H$

Максимальна напруга між колектором та емітером транзистора VT1

$$U_{KE1 max} = U'_{CT BX max} - U_H. \quad (6.28)$$

Максимальна потужність, яка розсіюється на регульованому транзисторі VT1

$$P_{K1 max} = (U_{CT BX max} - U_H)I_{K1 max}. \quad (6.29)$$

За відомими  $U_{KE1 max}$ ,  $I_{K1 max}$ ,  $P_{K1 max}$  обирають тип регульованого транзистора. Необхідно врахувати, що розрахункові величини повинні бути менше граничних величин, вказаних у довіднику.

Максимальний струм бази транзистора VT1

$$I_{B1 \max} = I_{K1 \max} / h_{21 \max} \cdot \quad (6.30)$$

Якщо  $I_{B1 \max}$  менший за номінальний струм навантаження ІМС  $I_{H \text{ НОМ}}$ , то введення у схему транзистора VT2 є необов'язковим. Вивід 13 ІМС слід з'єднати з базою VT1, а резистор  $R_1$  видалити. Транзистор VT1 є третім у складовому регульованому транзисторі стабілізатора. Якщо  $I_{B1 \max} > I_{H \text{ НОМ}}$ , до схеми підключають транзистор VT2, заздалегідь визначивши наступні параметри:

Струм через резистори  $R_2, R_3$

$$I_{R2,3} = (1 \dots 1,5) I_{K02 \max}, \quad (6.31)$$

де  $I_{K02 \max}$  – найбільший зворотний струм колектора транзистора VT2.

Якщо транзистор VT2 відсутній, то  $I_{R2,3} = 1 \text{ мА}$ .

Опір резисторів  $R_2, R_3$

$$R_{2,3} = (R_2 + R_3) = U_H / I_{R2,3} \cdot \quad (6.32)$$

Максимальне значення струму емітера транзистора VT2

$$I_{E2 \max} = (I_{B1 \max} + I_{R2,3}) \approx I_{K2 \max} \cdot \quad (6.33)$$

Максимальна напруга колектор-емітер транзистора VT2

$$U_{KE2 \max} \approx U_{KE1 \max} \cdot \quad (6.34)$$

Максимальна потужність, яка розсіюється транзистором VT2,

$$P_{K2 \max} = I_{K2 \max} U_{KE2 \max} \cdot \quad (6.35)$$

За відомими значеннями  $U_{KE2 \max}$ ,  $I_{K2 \max}$ ,  $P_{K2 \max}$  із довідника [9] обирають транзистор VT2.

Опір резистора  $R_1$  визначається за співвідношенням

$$R_1 = U_H / 1 \text{ мА}. \quad (6.36)$$

Найбільший струм бази транзистора VT2

$$I_{B2 \text{ max}} = I_{K2 \text{ max}} / h_{21E2 \text{ max}}. \quad (6.37)$$

Для перевірки розрахунків використовують нерівність  $I_{B2 \text{ max}} \leq I_{\text{ІМС ВІХ max}}$ .

Захист від перевантаження і короткого замикання здійснюється напругою, що передається з резистора  $R_4$  на базу транзистора захисту за струмом в ІМС.

Опір резистора захисту визначається співвідношенням

$$R_4 = U_{R4} / I_{\text{ПОР}}. \quad (6.38)$$

Відношення  $R_2/R_3$  слід обирати так, щоб при нормальному струмі навантаження напруга між виводами 10 та 11 ІМС (між базою і емітером транзистора захисту за струмом) була наближена до нуля

$$U_{10-11} = U_{R4} + U_{BE1} - U_{R2} \approx 0. \quad (6.39)$$

Враховуючи (6.39), визначають опір резистора  $R_2$

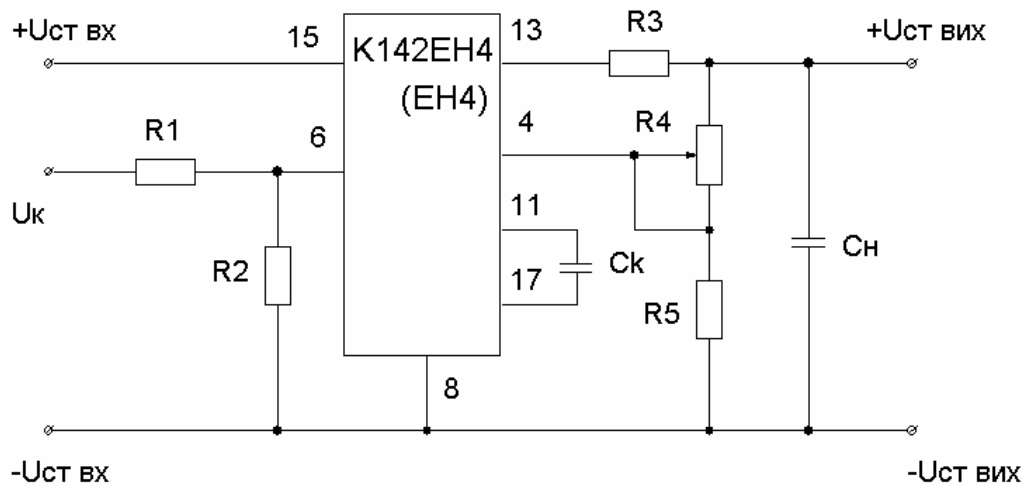
$$R_2 = \frac{U_{R4} + U_{BE1}}{I_{R2,3}} \approx \frac{1,4}{I_{R2,3}}. \quad (6.40)$$

Потужність, яка розсіюється на резисторах схеми дорівнює

$$P_R = I_R^2 R. \quad (6.41)$$

Інтегральні стабілізатори типів К142ЕН3, К142ЕН4 виконуються на кристалах розміром 2,2x2,2 мм. Їх принципові електричні схеми значно ускладнені у порівнянні зі схемами стабілізаторів К142ЕН1, К142ЕН2 за рахунок введення двокаскадного диференціального ППС з двополюсниками – стабілізаторами струму. Таке технічне рішення

дозволило істотно підвищити стабільність по напрузі, а наявність потужного регулюючого транзистора забезпечує струм у навантаженні ІМС до 1А.



**Рис.6.12**

Типова схема ввімкнення стабілізаторів К142ЕН3, К142ЕН4 наведена на рис.6.12. У схемі  $R_1$  – обмежувальний резистор в колі вимикання мікросхеми за зовнішнім сигналом;  $R_2$  – обмежувальний резистор для регулювання порогу спрацьовування теплового захисту в діапазоні температур корпусу мікросхеми  $T_K = +65...+145$  °Сн;  $R_3$  – резистор захисту від перевантаження за струмом або від короткого замикання;  $C_K$  – корегувальний конденсатор, який спільно із вихідним конденсатором  $C_H$  забезпечує стійку роботу стабілізатора (зазвичай  $C_K = 0,01$  мкФ,  $C_H \approx 2,2$  мкФ).

Резистор  $R_2$  обирають за умови

$$R_2 \geq \frac{0,037T_K - 6,65}{1 - 0,0155T_K}, \text{ кОм}, \quad (6.42)$$

Опір обмежувального резистора

$$R_1 \geq \frac{U_y R_2 (1 + 0,4R_2) - R_2 (1,8 + 0,5R_2)}{1,8 + R_2 (1,2 + 0,2R_2)}, \text{ кОм}, \quad (6.43)$$

де  $U_y$  – амплітуда керуючого імпульсу.

Напруга  $U_y$  складає близько 5В при управлінні від мікросхеми з ТТЛ-виходом.

Опір резистора  $R_3$  визначається співвідношенням

$$R_3 = \frac{1,25 - 0,5I_{ПОР} - 0,023(U_{СТ ВХ} - U_H)}{I_{ПОР}}. \quad (6.44)$$

Струм, який протікає через вихідний діляник  $R_4, R_5$   $I_D > 1,5$  мА.  
Загальний опір діляника

$$R_{4,5} = \frac{U_H}{I_D}. \quad (6.45)$$

Напруга на резисторі  $R_5$  має дорівнювати зразковій

$$U_{ЗР} = 2,5 В \pm 10\%. \quad (6.46)$$

У такому разі

$$R_5 = \frac{U_{ЗР}}{I_D}; \quad (6.47)$$

$$R_4 = R_{4,5} - R_5.$$

Фіксовану вихідну напругу можна забезпечити за допомогою стабілізаторів на ІМС К142ЕН5, К142ЕН8, КР142ЕН8, К142ЕН9, КР142ЕН17, КР1157, КР1162 (рис.6.4). Номер вхідного, вихідного і загального виводів вказаний у табл.6.1. Вказані ІМС, а також мікросхеми КР142ЕН12, КР142ЕН18 можуть використовуватися в схемах стабілізаторів з регульованою вихідною напругою (рис.6.6).

Струм діляника  $R_1, R_2$   $I_D > I_{СТ СП}$

$$R_1 = U_{ВИХ НОМ} / I_D. \quad (6.48)$$

Використовуючи формулу (6.15) можна записати

$$R_2 = \frac{U_{СТ ВИХ} - U_{СТ ВИХ НОМ}}{I_D + I_{П}} = \frac{(U_{СТ ВИХ} - U_{СТ ВИХ НОМ})R_1}{U_{ВИХ НОМ} + I_{СТ СП}R_1}. \quad (6.49)$$

Якщо в табл.6.1 не вказано значення  $I_{CT\ SP}$ , його приймають рівним 5 мА.

При розрахунку дільника напруги в стабілізаторі на ІМС КР142ЕН12, КР142ЕН18 необхідно  $U_{CT\ ВИХ\ НОМ}$  замінити на  $U_{CT\ ВИХ\ min}$ . Крім того, рекомендується вимірювальний елемент стабілізатора на ІМС КР142ЕН12, КР142ЕН18 підключати через згладжувальний конденсатор  $C_3 = (2...10)$  мкФ.

При  $U_{CT\ ВИХ} > 25$  В, для уникнення негативних наслідків можливого замикання вхідного кола стабілізатора необхідно підключення діоду VD2 (КД521А), який захищає вхід управління ІМС.

Мікросхеми 142ЕН10 и 142ЕН11 – чотирьохвивідні регульовані стабілізатори. ІМС 142ЕН10 підключається за схемою, показаною на рис.6.5, а для ІМС 142ЕН11 води 3 і 4 об'єднуються, а схема ввімкнення відповідає рис.6.6.

У такому разі струм дільника  $R_1, R_2$   $I_D > I_{CT\ SP}$

$$I_D = \frac{U_{CT\ ВИХ}}{R_1 + R_2} = \frac{U_{ЗВ}}{R_2}, \quad (6.50)$$

де  $U_{ЗВ}$  – напруга зворотного зв'язку.

У ІМС К142ЕН10 і К142ЕН11 напруги зворотного зв'язку дорівнюють відповідно 2,3 В та 1,25 В.

Опори  $R_1$  і  $R_2$  знаходять із врахуванням (6.50).

В двополярних джерелах вторинного електроживлення застосовують інтегральні двополярні стабілізатори напруги на ІМС К142ЕН6 і 142ЕН15. На рис.6.13 наведена схема ввімкнення мікросхеми К142ЕН6А (К142ЕН6Б).

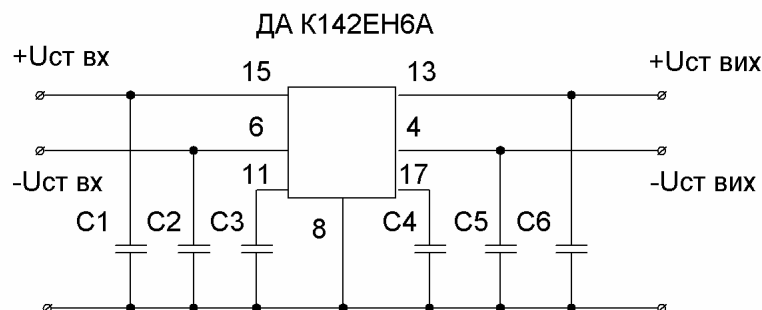
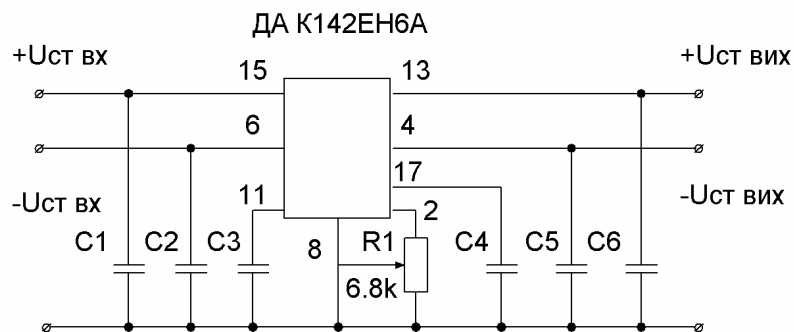


Рис.6.13

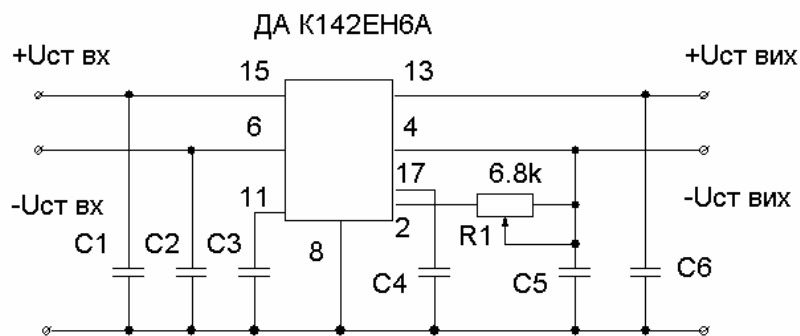


Ємності вхідних конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$  мають бути не менше за 2,2 мкФ для танталових і 10 мкФ для алюмінієвих оксидних конденсаторів, а ємності вихідних конденсаторів – не менше 1мкФ для танталових і 10 мкФ для алюмінієвих оксидних конденсаторів.  $C_3 = C_4 = (0,001...0,2)$  мкФ.

Двополюсні стабілізатори напруги можуть бути і регульованими. На рис.6.14 наведена схема стабілізатора на ІМС К142ЕН6 із регульованою вихідною напругою від (4,5...5) В до (12...15) В. На рис.6.15 наведено стабілізатор із вихідними напругами від (15...18) В до (25...27,5) В. Ємності конденсаторів обираються аналогічно випадку нерегульованого двополярного стабілізатора.

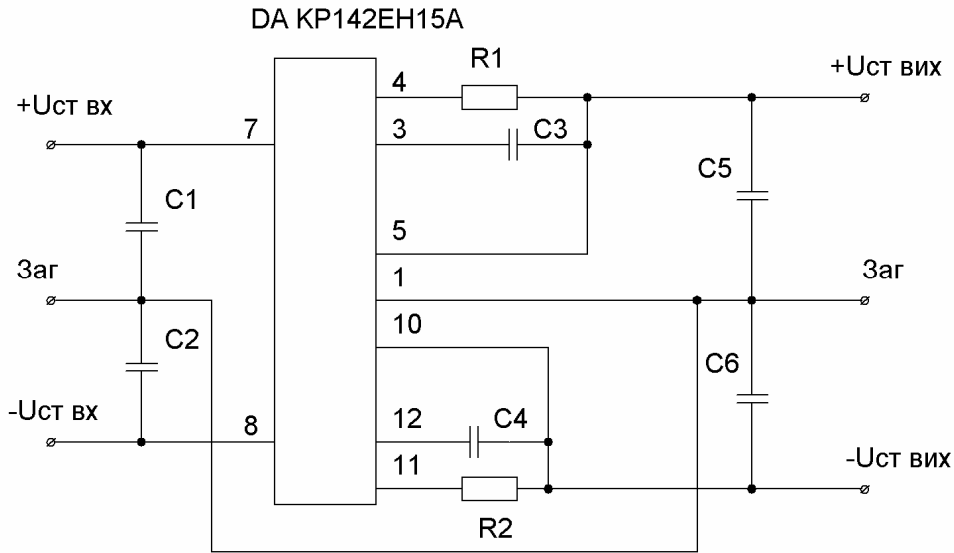


**Рис.6.14**



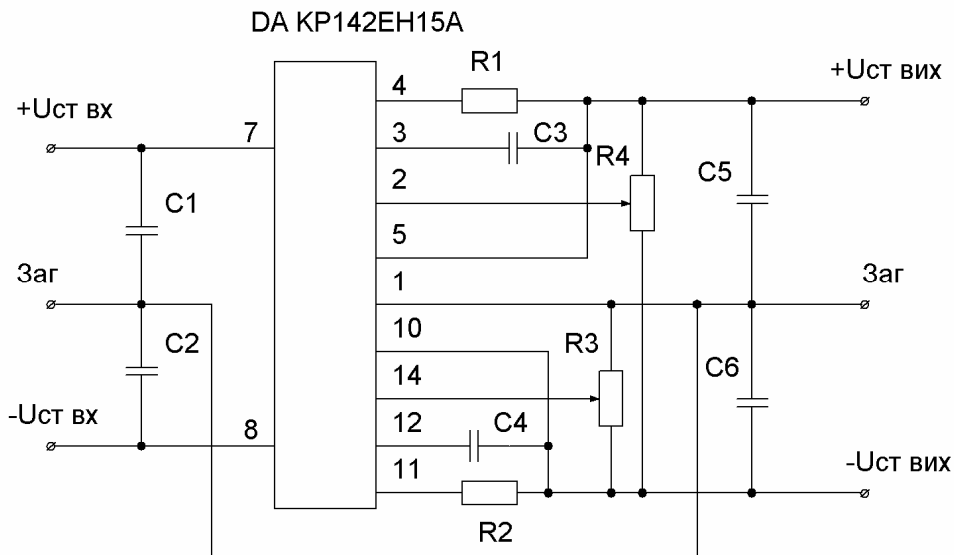
**Рис.6.15**

Типова схема ввімкнення стабілізатора КР142ЕН15А (КР142ЕН15Б), яка забезпечує фіксовану вихідну напругу 2x15В, показана на рис.6.16.



**Рис.6.16**

Для забезпечення регульованої вихідної напруги застосовують схему ввімкнення, наведену на рис.6.17. Змінним резистором  $R_4$  регулюють напругу обох плечей одночасно, а регулятором  $R_3$  – корегують (у разі необхідності) вихідну напругу тільки мінусового плеча.



**Рис.6.17**

Вхідні конденсатори обираються так само, як і в інших стабілізаторах, розглянутих вище. Резистори  $R_1$  і  $R_2$  (рис.6.16, 6.17) є датчиками струму навантаження в системі захисту від перевантаження і аварійного замикання вихідного кола.

Для температури кристала ІМС 25°C

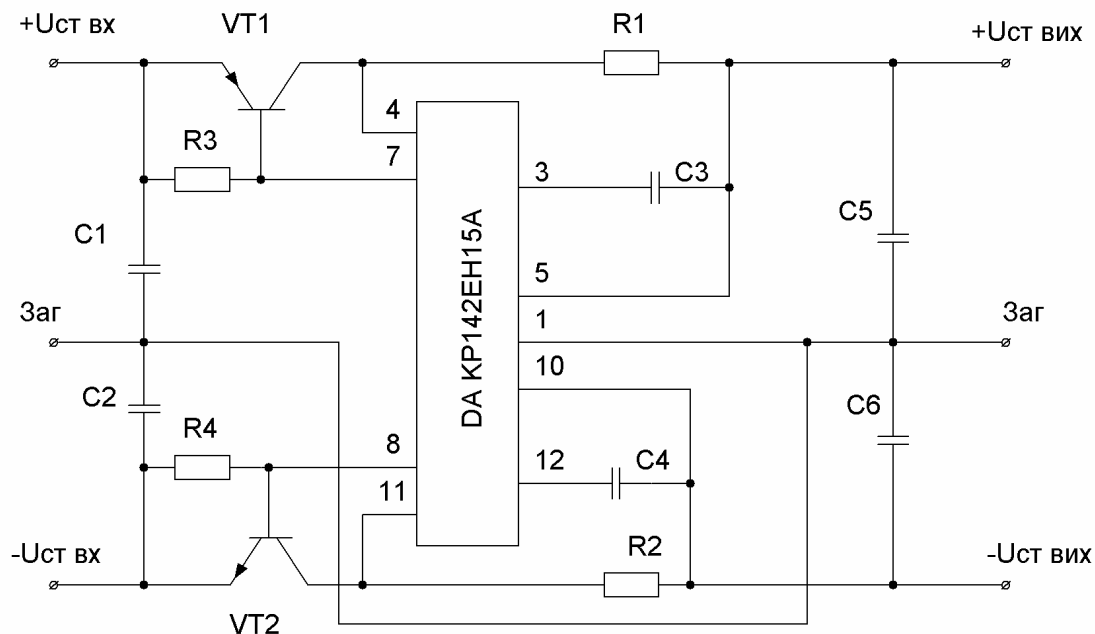
$$R_1 = \frac{0,6 \text{ В}}{I_{ПОР(+)}}, R_2 = \frac{0,55 \text{ В}}{I_{ПОР(-)}}, \quad (6.51)$$

де  $I_{ПОР(+)}$ ,  $I_{ПОР(-)}$  – вихідні струми плюсового і мінусового плечей, при яких повинна спрацювати система захисту. Звичайно  $I_{ПОР(+)} = I_{ПОР(-)}$ .

При підвищенні робочої температури кристала чисельник у формулах (6.51) має бути зменшений на 0,02 В на кожні 10°C.

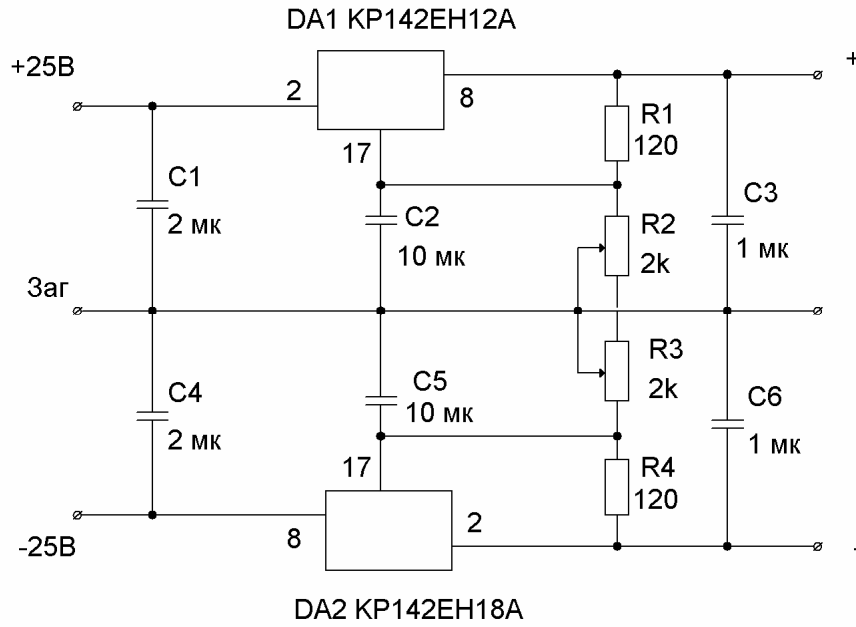
Ємності конденсаторів  $C_3$  і  $C_4$  слід вибрати рівними або більшими за 0,01 мкФ, а  $C_5$  і  $C_6$  – рівною або більшою за 1 мкФ. Опори резисторів  $R_3$  і  $R_4$  дорівнюють 33 кОм кожний.

Мікросхеми КР142ЕН15А і КР142ЕН15Б можуть працювати спільно із зовнішніми додатковими транзисторами (рис.6.18). З такою ІМС можуть використовуватися транзистори КТ818А і КТ819А або інші комплементарні пари потужних транзисторів. Опори резисторів у колах бази складають  $R_3=R_4=75 \text{ Ом}$ .



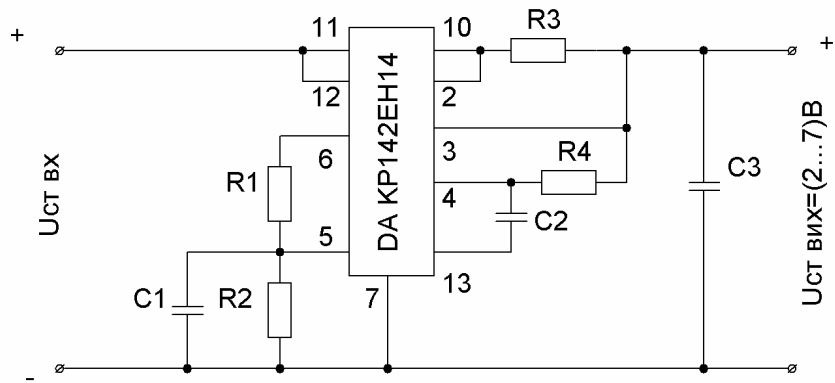
**Рис.6.18**

Двополярні стабілізатори напруги можна виготовляти на двох різних мікросхемах, що мають близькі параметри, але різні знаки вихідної напруги (наприклад, ІМС КР142ЕН18 і КР142ЕН12). Схема схожого стабілізатора наведена на рис.6.19.

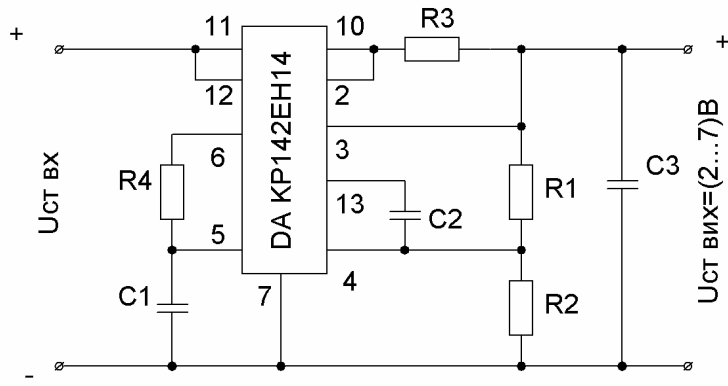


**Рис.6.19**

Мікросхема КР142ЕН14 є модернізованим аналогом стабілізаторів К142ЕН1 і К142ЕН2. Типова схема ввімкнення ІМС для вихідної напруги 2...7 В наведена на рис.6.20, а для вихідної напруги 7...37 В – на рис.6.21. Оскільки виводи 11 і 12 об'єднані, усі вузли мікросхеми живляться від загального джерела нестабілізованої напруги (сумісне живлення).



**Рис.6.20**



**Рис.6.21**

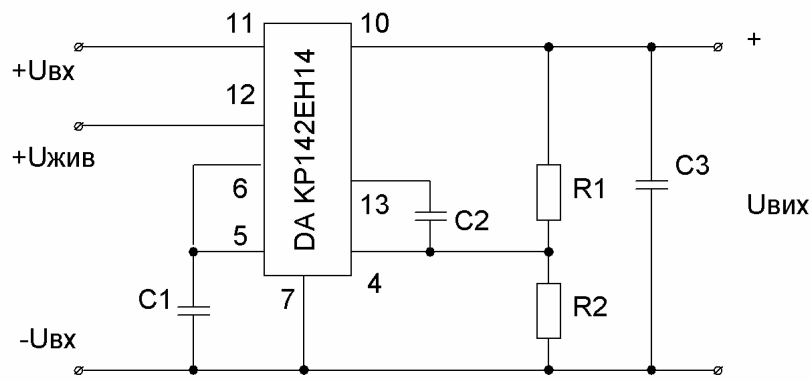
На рис.6.22 наведена схема стабілізатора з розподіленим живленням мікросхеми від окремого стабілізованого джерела. Напряга на виводі 11 не повинна бути більшою за напряга на виводі 12.

Вихідна напряга в схемі рис.6.20

$$U_{CT\ Вых(2...7)} = \frac{R_2 \cdot 7,15}{R_1 + R_2}. \quad (6.52)$$

У схемі (рис.6.21)

$$U_{CT\ Вых(7...37)} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} 7,15. \quad (6.53)$$



**Рис.6.22**

У табл.6.2 наведені розрахункові значення опорів резисторів  $R_1$  і  $R_2$  для типових значень вихідної напруги. Якщо необхідне плавне регулювання вихідної напруги, резистор  $R_1$  обирають змінним.

Таблиця 6.2

$U_{СТ ВИХ}, В$	2,4	3	4	5	6	9	12	15	24	27
$R_1, кОм$	4,75	4,12	3,12	2,15	1,15	1,87	4,87	7,87	16,19	19,8
$R_2, кОм$	2,4	3,01	4,02	4,99	6,04	7,15	7,15	7,15	7,15	7,15

У разі малої ймовірності замикання вихідного кола, опір резистора системи захисту визначають за пороговим струмом навантаження

$$R_3 = \frac{0,65}{I_{ПОР}}. \quad (6.54)$$

Резистор  $R_4$  призначено для зменшення температурного коефіцієнта вихідної напруги і зниження паразитної генерації.

$$R_4 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (6.55)$$

У разі великої ймовірності замикання вихідного кола і його значної тривалості використовують іншу схему ввімкнення (рис.6.23).

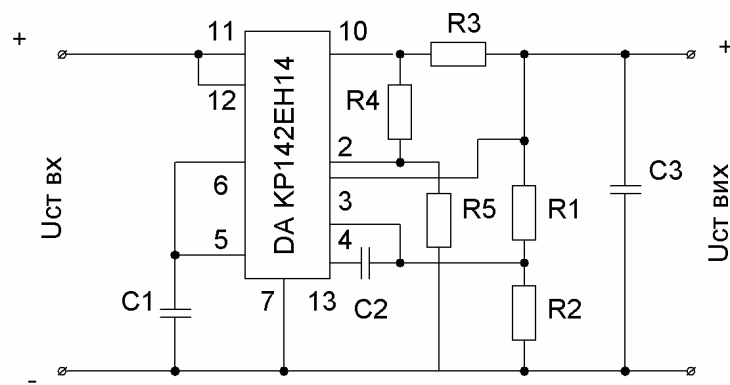


Рис.6.23

Опір резистора схеми захисту

$$R_3 = \frac{U_{СТ ВИХ}}{I_3(1 + U_{СТ ВИХ}/0,65) - I_{ПОР}}, \quad (6.56)$$

де  $I_3$  – залишковий вихідний струм замикання,  $I_{ПОР}$  – поріг спрацювання системи захисту.

Резистори  $R_1$  і  $R_2$  утворюють дільник напруги вимірювального елемента стабілізатора, а резистори  $R_4$  і  $R_5$  – базовий дільник напруги у колі транзистора системи захисту

$$R_4 = \left( \frac{I_3 R_3}{0,65} - 1 \right) R_5;$$

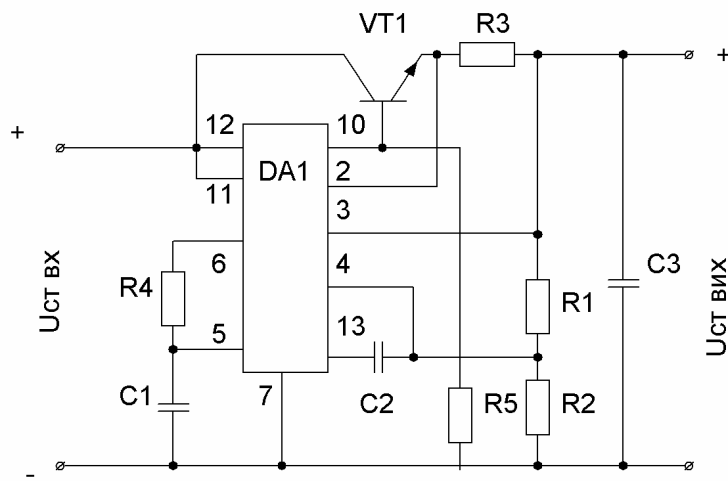
$$R_5 = \frac{U_{СТ ВИХ} + 0,65}{I_D},$$
(6.57)

де  $I_D$  – струм дільника  $R_4, R_5$  (рекомендується вибрати  $I_D \approx 0,001$  А).

Стабілізатор може бути употужнено додатковим транзистором (рис.6.24).

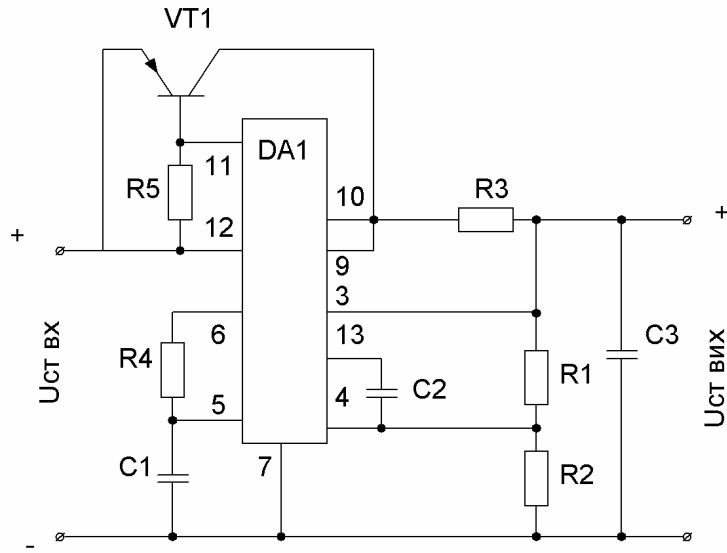
Опір резистора у колі бази

$$R_5 = U_{СТ ВИХ} / 0,001, \text{ Ом.}$$
(6.58)



**Рис.6.24**

Якщо необхідно забезпечити мінімальні втрати напруги на регулюючому транзисторі, можна застосувати схему, показану на рис.3.17.



**Рис.6.25**

Опір резистора R5 обирають у межах 100...200 Ом.

При роботі стабілізаторів із додатковими транзисторами для підвищення потужності (рис.6.24, 6.25) необхідне виконання умов

$$I_{ПОР} U_{СТ ВХ} \leq P_{РОЗ \max}; \quad (6.59)$$

$$(I_{ПОР}/h_{21E} + I_{СТ СП}) U_{СТ ВХ} \leq P_{РОЗ \max},$$

де  $h_{21E}$  – мінімальне значення коефіцієнта передавання транзистора VT1.

Для стабілізаторів, наведених на рис.6.24, 6.25, необхідно використовувати потужні транзистори, розраховані на струм колектора 5А і більше з  $h_{21E} > 50...70$ .

У всіх схемах стабілізаторів на ІМС КР142ЕН14  $C_1 > 1\text{мкФ}$ ,  $C_2 > 100\text{пФ}$ ,  $C_3 > 0,01\text{мкФ}$  (конденсатори  $C_1$  і  $C_3$  встановлюють при необхідності).

Якщо є потреба у стабілізаторі із підключенням регулюючого транзистора в мінусовому каналі джерела напруги, застосовують схему (рис.6.26).

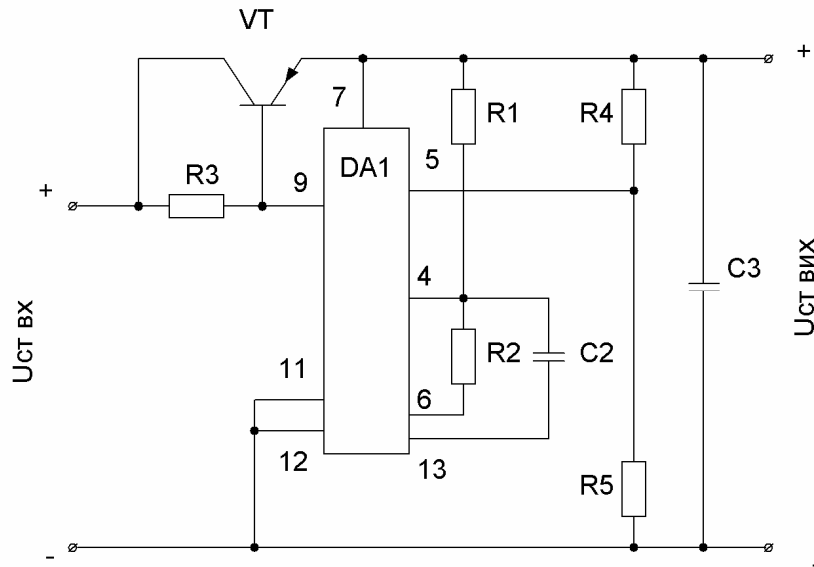
У такому випадку опори діляників  $R_1, R_2$  джерела опорної напруги можна вибрати за табл.6.1, а опори резисторів  $R_4, R_5$  діляника вимірювального елемента визначаються із співвідношень

$$R_4 = 1,5 \frac{2A + 1}{2A - 1}, \text{кОм}; \quad (6.60)$$



$$R_5 = 1,5(2A + 1), \text{ кОм},$$

де  $A = U_{CT \text{ ВХ}} / U_{ОП} = U_{CT \text{ ВХ}} / 7,15$ ,  $U_{CT \text{ ВХ}} = (9 \dots 40) \text{ В}$ .



**Рис.6.26**

Опір резистора в колі бази

$$R_3 = \frac{(U_{CT \text{ ВХ}} - U_{CT \text{ ВІХ}}) h_{21}}{U_{CT \text{ ВІХ}} \text{ max}} \quad (6.61)$$

Сумісно з ІМС стабілізатора (рис.6.26) можна використовувати транзистори КТ816В, КТ932Б.