

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

РОЗРАХУНОК ЦИФРО АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ

Методичні вказівки по виконанню курсових та дипломних проектів для студентів спеціальностей 7.090.701, 7.0924, 8.091.501, 8.091.601 усіх форм навчання

Розрахунок цифроаналогових пристроїв. Методичні вказівки до виконання курсових та дипломних проектів для студентів спеціальностей 7.090.701, 7.0924, 8.091.501, 8.091.601 усіх форм навчання /укл. В.І. Мисленков, Запоріжжя: ЗНТУ, 2003. – 24с.

Укладач В.І. Мисленков, ст, викладач

Рецензент В.М. Журавльов, доцент, к.т.н.

Відповідальний за випуск В.В. Ковалевський, зав. лабораторією.

Затверджено на
засіданні кафедри
радіотехніки

Протокол №4

від 17.03.2003

ЗМІСТ

Вступ.....	5
1. Розрахунки цифро аналогових пристроїв.....	6.
1.1 Електричний розрахунок кварцових генераторів на логічних елементах.....	6.
1.2 Розрахунок узгодженого дільника.....	12
1.3 Розрахунок резисторів, забезпечуючих логічні рівні напруги.....	14.
1.4 Розрахунок формувачів імпульсів.....	16.
1.5 Розрахунок розширювача імпульсів.....	19.
1.6 Розрахунок блокувальних конденсаторів.....	21
Перелік посилань.....	24

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АГ – автогенератор,

АЦП – аналого – цифровий перетворювач,

ВОЗ – від’ємний обернений зв’язок,

ДОЗ – додатній обернений зв’язок,

ЛЕ – логічний елемент,

ТТЛ – транзисторно транзисторна логіка,

ЦАП – цифро – аналоговий перетворювач,

ВСТУП

При розробці цифрових систем практично завжди з'являється необхідність проектування автогенератора на логічних елементах з кварцовою стабілізацією частоти. Такі генератори застосовуються для отримання імпульсних послідовностей з якісними часовими характеристиками в якості генераторів опірних частот.

В літературі досить повно освіченні питання проектування і розрахунку автогенераторів та транзисторів [1/-/5]. Методи розрахунку автогенераторів (АГ) на логічних елементах (ЛЕ) в літературі відсутні, тому даний посібник виправить цей недолік. Специфічність розрахунку заключається в поданні параметрів логічного елемента, вододіючого релейною характеристикою використовуємо в схемі АГ в якості активного елемента (АЕ).

Звичайно схеми АГ використовують чи прості інвертори, чи елементи Шеффера, останні являються базовими елементами серія ТТЛ. Він реалізує операцію логічного множення з запереченням і являє собою двосчний логічний елемент “ I - НЕ”, на вході якого завжди має місце логічна одиниця “1”, окрім випадку коли “1” присутня на віх входах одночасно і тоді на вході маємо рівень логічного нуля “0”.

Умови самозбудження пояснюються здатністю елемента ТТЛ працювати на велике ємнісне навантаження при високих швидкостях перемикаання із – за того, що зарядна і розрядна навантаження ємності навантаження C_n замикається через низькоопий вихідний ланцюг. При вмиканні елемента, коли напруга на вході схеми змінюється від U_0 до U_1 , вихідний транзистор відкривається і вихідний опір ЛЕ зменшується до десятків Ом.

При дії на RC – ланцюг (інтегруючий чи деференціюючий) перепаду напруги прямокутної форми джерела, на її вході виробляється напруга, що змінюється в часі по експоненсіальному закону і прямує до граничного рівня $U_{л(ор)}$. В той момент, коли дана напруга діє на вхід порогового каскаду і переходить рівень $U_{пор}$, вихідна напруга цього каскаду переміщається. Час затримки відповідає часу від моменту перемикаання порогового каскаду. Цей час затримки використовується для отримання різної тривалості вихідних сигналів у формувачах імпульсів.

1. РОЗРАХУНКИ ЦИФРОАНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ

1.1 Електричний розрахунок кварцового генератора на логічних елементах

Практично в кожній цифровій системі основним джерелом високо стабільних імпульсних сигналів являється кварцовий автогенератор. Побудова схем кварцових автогенераторів основана на використанні кварцових резонаторів в ланцюгу додатного оберненого зв'язку (ДОЗ) на змінному струмові. Причому кварцовий резонатор подається у вигляді еквівалентної схеми, показаної на рис.1.1

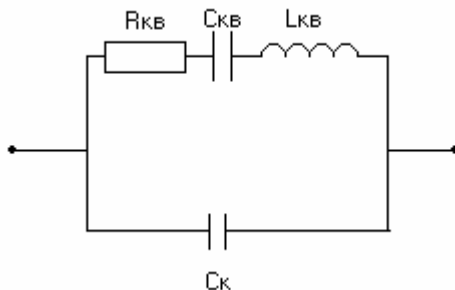


Рисунок 1.1- Еквівалентна схема кварцового резонатору

Розглянемо кілька варіантів принципових схем автогенераторів. На рис. 1.2 показано схему автогенератора для порівняно високих частот $f_i = 5-25$ МГц, на рис 1.3 показано схему автогенератора для більш низьких частот $f_i = 0,1-2$ МГц.

Нижче показано методику розрахунку кварцового генератора, по схемі зображеній на рис. 1.2. Дільник на опорах R1, R2 забезпечує скважність генераторних імпульсів близько до 2, а також покращує стабільність порогу повертання логічного елемента і забезпечує обернений зв'язок по постійному струму. Конденсатор C1 – розподільчий. Конденсатор C2 (може бути відсутній для більшості серій IC) забезпечує стійкий запуск автогенератора на крайніх частотах.

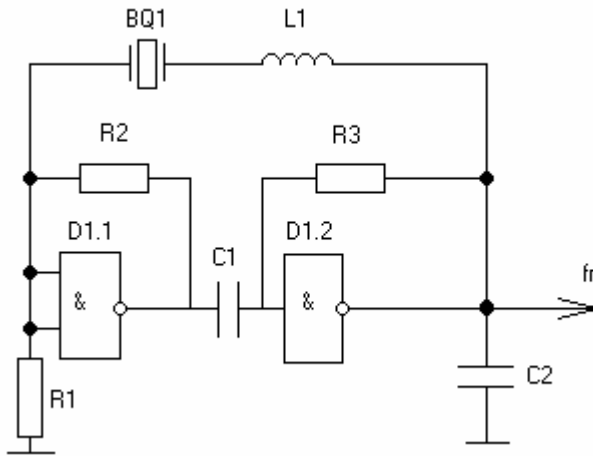


Рисунок 1.2 – Схема ВЧ автогенератора

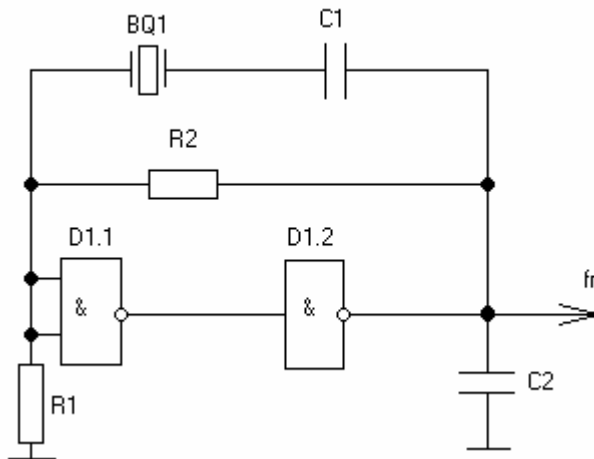


Рисунок 1.3 – Схема НЧ автогенератора

Розрахунок АГ починають з вибору типу кварцевого резонатора і параметрів його еквівалентної схеми /1/. Тип кварцевого резонатора вибирають із умов забезпечення малих габаритів, потрібної частоти ге-

нерачії та її нестабільності. Тип логічного елемента може бути задано, чи вибрано самостійно, при цьому необхідно врахувати, що частота генерації АГ f_r , повинна бути менше максимальної частоти перемикавання логічного елемента f_{max} .

Повний опір кварцового резонатора знаходиться слідуючим виразом:

$$Z_{KB} = \frac{(JWL_{KB} - J\frac{1}{WC_{KB}} + R_{KB})(-T\frac{1}{WC_K})}{R_{KB} + JWL_{KB} - J\frac{1}{WC_{KB}} - J\frac{1}{WC_K}} = \frac{WL_{KB}C_{KB} - \frac{1}{W} - JR_{KB}C_{KB}}{WR_{KB}C_{KB}C_K + J(W^2L_{KB}C_{KB}C_K - C_{KB} - C_K)}$$

Коли кварцевий резонатор підключено до схеми АГ, то замість C_K потрібно врахувати ємність схеми при цьому:

$$C_K = C_K^* \\ C_K^* = C_{CK} + C_E,$$

де $C_K^* = C_{CK} + C_E$ - сумарна прохідна ємність схеми;

C_K - ємність корпусу кварцу;

C_{BH} - додаткова ємність зовнішнього високо стабільного конденсатора (на високих частотах може бути відсутнім);

C_E - еквівалентна ємність перерахована в ланцюг оберненого зв'язку.;

$$C_E = \frac{C_1^1 * C_2^1}{C_1^1 + C_2^1}; \\ C_2^1 = C_2 + C_{BVLX} + C_H, \\ C_1^1 = \frac{(1 + g^1 R_1)^2 + (w^2 C_1 R_1)^2}{w_{KB}^2 R_1^2 C_1}, \\ C_1 = C_{10} + C_{BX},$$

де C_2^1 - повна сумарна ємність на виході активного елемента,

C_2 - ємність зовнішнього високо стабільного конденсатора на схемі (може бути відсутнім);

C_H - ємність навантаження ;

C_{BSX} - вихідна ємність логічного елемента D1;

C_{10} - ємність зовнішнього високо стабільного конденсатора, підключеного на вході n - го елемента (може бути в схемі АГ відсутнім),

C_{BX} - вхідна ємність активного елемента,

R_1 - опір зовнішнього резистора оберненого зв'язку

$$R_1 = \frac{R_3 * R_4}{R_3 + R_4};$$

де $g^1 = \frac{1}{R_{BX} * \alpha_i}$ - приведення значення вхідної провідності

$\alpha_1 = \frac{1}{\alpha_{1(1-\cos\theta)}}$ - коефіцієнт приведення;

$w_{KB} = \frac{1}{\sqrt{L_{KB} C_{KB}}}$ - кутова частота послідовного резонансу

кварцевого резонатора, звичайно для більшості застосувань ($\alpha_1=0,5, \theta=90$);

α_1 - коефіцієнт розкладу косинусоїдального імпульсу колекторного струму;

θ - кут відсічки, для АГ=70-120 градусів.

Знайдемо параметри логічного елемента, статичні опори

$$R_{BX}^0 = \frac{U_{BX}^0}{I_{BX}^0}, R_{BX}^1 = \frac{U_{BX}^1}{I_{BX}^1}, R_{BIX}^0 = \frac{U_{BIX}^0}{I_{BIX}^0}, R_{BIX}^1 = \frac{U_{BIX}^1}{I_{BIX}^1}$$

Крутизна перемикання ЛЕ:

$$S = \frac{\Delta I_{BUX}}{\Delta U_{nep}},$$

де ΔU_{nep} - напруга перемикання на вході ЛЕ;

$$\Delta U_{nep} = U_{nop}^0 - U_{gih}^1 = U_{BUX}^1 + U_{BUX}^0 - 2U_{nop};$$

I_{BUX} - перепад вихідного струму,

$$I_{BUX} = (I_{BX}^0 - I_{BX}^1) N_{паза} = I_{BUX}^0 - I_{BUX}^1,$$

$N_{паза}$ - коефіцієнт розгалуження по виходу ЛЕ.

Для більшості схем ТТЛ $U_{пор} = 1,25 - 1,35 V$.

Диференційні параметри опору знаходяться слідуочими виразами:

$$R_{вх\delta}^0 = \frac{\Delta U_{BX}}{\Delta I_{BX}}; \quad \text{при } U_{BX} > U_{пор},$$

$$R_{вх\delta}^1 = \frac{\Delta U_{BX}}{\Delta I_{BX}}, \quad \text{при } U_{BX} < U_{пор},$$

$$R_{ввых\delta}^0 = \frac{\Delta U_{BЫX}}{\Delta I_{BЫX}}, \quad \text{при } U_{BX} > U_{пор},$$

$$R_{ввых\delta}^1 = \frac{\Delta U_{BЫX}}{\Delta I_{BЫX}}, \quad \text{при } U_{BX} < U_{пор},$$

Вхідну та вихідну ємності ЛЕ визначимо по заданих динамічних параметрах (довідникових даних): $t_{з\delta p}^{01}$ та $t_{з\delta p}^{10}$

$$t_{з\delta p}^{10} = 0,12 R_{вхсп} C_{вх},$$

$$t_{з\delta p}^{01} = 0,7 R_{вихсп} C_{вих} + t_p,$$

$$\text{де } R_{вихсп} = \sqrt{R_{вих}^1 * R_{вих}^0},$$

$$R_{вхсп} = \sqrt{R_{вх}^1 * R_{вх}^0},$$

t_p - час розгалування неосновних носіїв, для більшості ТТЛ серій:

$$t_p = 1-2 \text{нс} \quad (t_p \approx 0,2 t_{з\delta p}^{01})$$

$$C_{вх} = \frac{t_{з\delta p}^{10}}{0,12 R_{вхсп}}; \quad C_{вих} = \frac{t_{з\delta p}^{01} - t_p}{0,7 R_{вихсп}}.$$

Як правило АГ працює на частоті послідовного резонансу кварцового резонатора $f_{кв}$.

Виберемо кут відсічки АГ і визначимо коефіцієнт розкладання косінусоїдального імпульсу $\alpha_0, \alpha_1, \cos \theta$.

Середня крутизна активного елементу, для ЛЕ $S_0 \approx 20 \text{ MA/V}$

$$S_{occ} = \frac{S_0}{\alpha_1}.$$

Після того як визначимо середнє значення підсилювальних параметрів ЛЕ, проводиться електричний розрахунок АГ.

По відомій умові балансу амплітуд визначимо Z_e - еквівалентний опір схеми АГ

$$K_{\Pi} S_{OCP} Z_e \beta_{\Pi} > 1,$$

де β_{Π} - коефіцієнт достатнього оберненого зв'язку;

Z_e - еквівалентний вихідний опір;

K_{Π} - коефіцієнт втрат необхідно прийняти $K_{\Pi} = 1, 1-1, 2,$

$$\beta_{\Pi} = \frac{1}{1 + g^1 |Z_{KB}|}.$$

Із умови самозбудження АГ визначимо еквівалентний опір:

$$Z_e = \frac{\beta_{\Pi}}{1 - \beta_{\Pi}} |Z_{KB}|,$$

В свою чергу Z_e складається із слідуєчих елементів:

$$\frac{1}{Z_e} = \frac{1}{X_{C1}} + \frac{1}{R_{вихсп}}.$$

Ємність конденсатора на вході: C_1

$$C_1 = C_2 * K_e - C_{ex},$$

K_e - коефіцієнт відношення ємностей, що визначаються по відношенню опорів:

$$K_e = \frac{R_{BХСР}^1}{R_1}$$

Нестабільність частоти кварцового АГ визначається із слі-
дуючих відношень:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{(1+r^2)K_{\Pi}W_{KB}}{2Q_{KB}K_0C_2} \Delta C_{\max},$$

$$r = \frac{f_{KB}}{f_{\max}}, \quad \Delta C_{\max} = TKE * \Delta T,$$

$$\Delta C_{\max} = TKE_2 * \Delta T + \Delta C_{ВИХ}.$$

Із /3/ потрібно прийняти $\Delta C_{ВИХ} = 0,05\text{пФ}$, $K_0 = S_{OCP} |Z_E|$, або
можна покласти $K_0 = N_{PA3P}$.

Для схеми, зображеної на рис1.3 нестабільність частоти визна-
чається виразом /1/:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{(1+r^2)K_{\Pi}W_{KB}C_{KE}C_2^1}{2Q_{KB}S_{OCP}C_E^2} \Delta C_K,$$

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{(1+r^2)K_{\Pi}W_{KB}C_1C_2^1}{2Q_{KB}S_{OCP}C_E^2} \Delta C_K.$$

Максимальне значення сумарної ємності схеми із рівняння ба-
лансу амплітуд:

$$C_{k \max} = C_e \sqrt{\frac{S_{OCP}}{(1+r^2)R_{KB}W_{KB}^2 C_{KE} C_2^1 K_{\Pi}}}, \quad \text{схема на рис 1.2,}$$

$$C_{k \max} = C_e \sqrt{\frac{S_{OCP}}{(1+r^2)R_{KB}W_{KB}^2 C_1 C_2^1 K_{\Pi}}}, \quad \text{схема на рис 1.3.}$$

1.2 Розрахунок узгоджуючого дільника

Для забезпечення двохстороннього узгодження видовженої лінії
передачі дискретних сигналів застосовується узгоджуючий дільник
R1,R2, який підключено на виході передавача і на виході приймача.

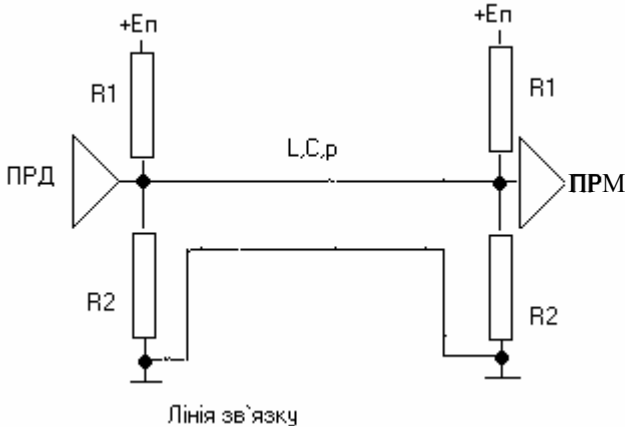


Рисунок 1.4 - Схема лінії з узгодженими подільниками

Лінія має наступні електричні параметри:

$L_{\text{л}}$ - погонна індуктивність, Гн/м,

$C_{\text{л}}$ - погонна ємність, Ф/м,

ρ - хвильовий опір лінії, Ом,

l - геометрична довжина лінії, м.

Знаючи погонні характеристики можна врахувати повну індуктивність і ємність:

$$L = L_n * l, \quad C = C_n * l.$$

Хвильовий опір лінії визначається: $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Затримка розповсюдженню сигналу по лінії: $t_{\text{зд}} = \sqrt{LC}$

Хвильовий опір типових ліній:

- коаксіальний кабель $p_k = 50 - 75$ Ом,
- вита пара $p_{\text{нар}} = 100 - 110$ Ом,
- плоский джгут $p_{\text{жг}} = 120 - 125$ Ом,
- одиночний провід $p_{\text{пр}} = 200 - 250$ Ом.

Умови узгодженості виражаються рівнянням:

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = P_{\text{лин}}$$

Умови забезпечення високого рівня логічної одиниці має слі-
дуючий вигляд:

$$\frac{E_{\Pi}}{R_1 + R_2} R_2 = U_{\text{max}}^1,$$

де U_{max}^1 - максимальна величина логічної одиниці;

$$U_{\text{max}}^1 = 3,5\text{В}, \quad U_{\text{max}}^1 = 2,5\text{В},$$

з урахуванням вхідного струму $I_{\text{вх}}^1$:

$$E_{\Pi} - U_{\text{max}}^1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2 [E_{\Pi} + I_{\text{вх}}^1 (R_1 + R_2)]}.$$

З іншого боку на вибір резисторів подільника накладається об-
меження із кінцевого значення вхідного струму буферного вентиля пе-
редавача:

$$R_1 \geq \frac{2(E_{\Pi} - U_{\text{вих}}^0)}{I_{\text{вих max}}^0},$$

де $U_{\text{вих}}^0$ - напруга логічного нуля,

$I_{\text{вих max}}^0$ - максимальна величина вихідного струму ЛЕ.

Максимальна величина резистора R_2 обмежується значенням
збереження нульового рівня при протіканні струму дільника і вхідного
струму ЛЕ.

1.3 Розрахунок резисторів, забезпечуючих логічні рівні напру- ги.

Для подання високої напруги рівня логічної одиниці використо-
вується схема, зображеної на рис. 1.5а

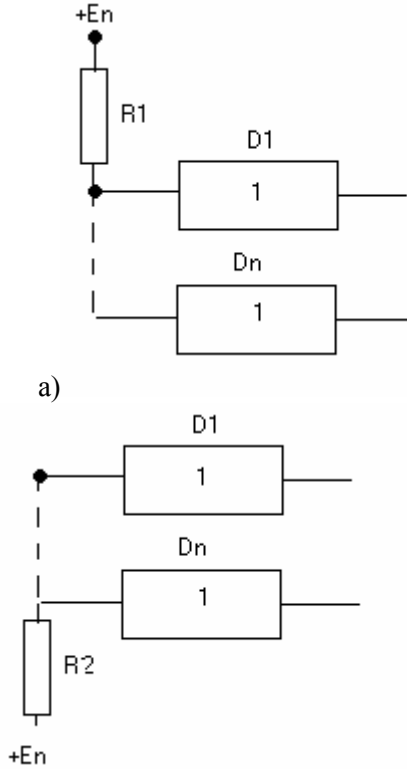


Рисунок 1.5 - Схеми подачі логічних рівнів з допомогою резисторів.

Резистор R1 задовольняється наступними умовами:

$$R_1 \leq \frac{E_{II} - U_{ax \max}^1}{nI^1},$$

де n – кількість входів ЛЕ, підключених до резистору R1.

Резистор, що дає рівень логічного нуля (низький потенціал), визначається за умовою:

$$R_2 \leq \frac{U_{nop} - U_{ax \max}^0}{nI^0},$$

$U_{пор}$ - порогова напруга вхідної характеристики ЛЕ.

Звичайно $U_{пор} = 1,3-1,4V$,

$U_{вх\max}^0$ - максимальне значення рівняння напруги логічного нуля
 $0,4 - 0,5 V$.

1.4 Розрахунок формувача імпульсів.

Схема формувача коротких імпульсів по додатному перепадові вхідної напруги зображено на рис 1.6а.

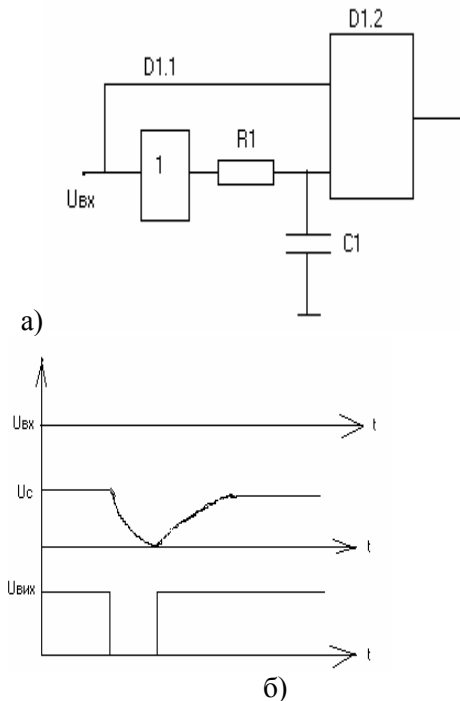


Рисунок 1.6 - Схема формувача імпульсів

На рис. 1.6 б зображено часові діаграми, що пояснюють роботу формувача. При нульовому рівні вхідної напруги на вході ЛЕ D1.1 D1.2 одержується високий рівень логічної одиниці U^1 . В момент появи

логічного перепаду на вході DD1.2 перемикається з затримкою $t_{зд}$, обумовленої розрядом конденсатора C1.

Мінімальне значення опору резистора R1 обмежується доступним значенням вихідного струму ЛЕ D1.1,

$$I_{вих\max} = \frac{E_{II} - U_{вих}^1}{R_1} < I_{\max\ доп} \quad , \quad R_{1\min} \leq \frac{U_{нор}^1 - U_{вих}^0}{I_{вих}^0} .$$

Звичайно R1 вибирається близьким до R1min, так при цьому досягається максимальна швидкість заряду конденсатора і мінімальна протяжність фронту імпульсу.

Однак існують умови обмеження зверху, $R1 < R_{кр}$.

$$R_{кр} \leq \frac{U_{нор} - U_{ех}^0}{I_{ех}^1} .$$

Значення опору для резистора R1 обмежено областю значень $R1_{\min} < R1 < R_{кр}$.

Значення ємності конденсатора C1 визначається після визначення R1 по вимагаємії протяжності вихідного імпульсу:

$$C_1 = \frac{t_u}{R_1 I_n \frac{U^1 - U^0}{U_{нор} - U^0}} \quad , \quad t_u < t_{ех} .$$

Схема формувача котких імпульсів з диференційним ланцюгом зображено на рис.1.7

Діод VD1 – захищає вхід ЛЕ D1.1 від напруги від'ємної полярності при розрядці C1.

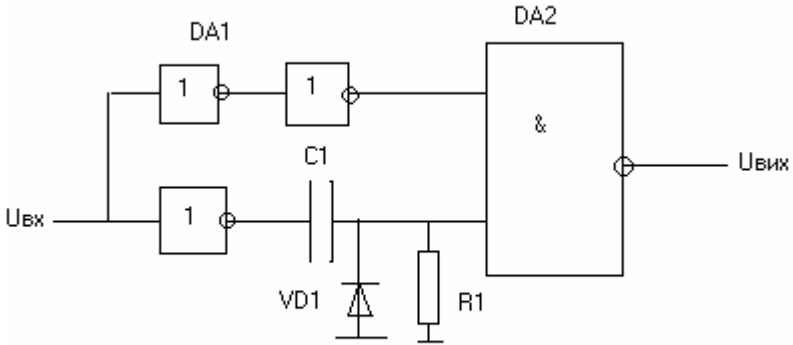
Імпульс формується при розрядці конденсатора по ланцюгу Вих-DD1.1-R1-C1.

Максимальна величина опору:

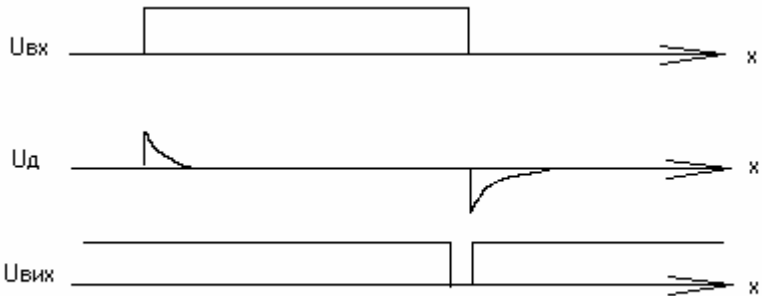
$$R_{1\max} = \frac{R_{ех}^1}{\frac{U_{вих}^1}{U_{нор} - 1}} ,$$

мінімальна величина опору:

$$R_{1\min} = \frac{R_{\text{вих}}^1}{\frac{U_{\text{вих}}^1}{U_{\text{пор}} - 1}}$$



а)



б)

Рисунок 1.7 - Схема формувача імпульсів малої тривалості.

Умова для вибору $R1$ $R1_{\min} < R1 < R1_{\max}$.Значення ємності конденсатора $C1$ визначимо по заданій тривалості $t_{\text{и}}$

$$C_1 = \frac{t_u}{R_1 \ln \frac{U_{вих}^0 - U_{л}}{U_{пор}}},$$

$$U_{л} = (E_{II \min} - U_{вих \max}^1) \frac{R_1}{R_1 + R_{ex}^1}$$

1.5 Розрахунок розширювача імпульсів

На рис. 1.8.а. зображено принципову схему розширювача імпульсів, а на рис. 1.8.б. – часові діаграми, що пояснюють його роботу.

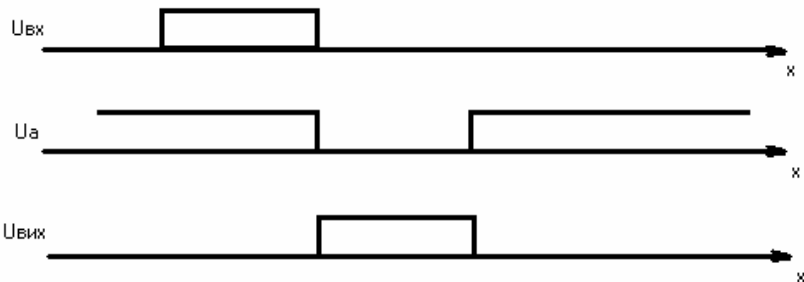
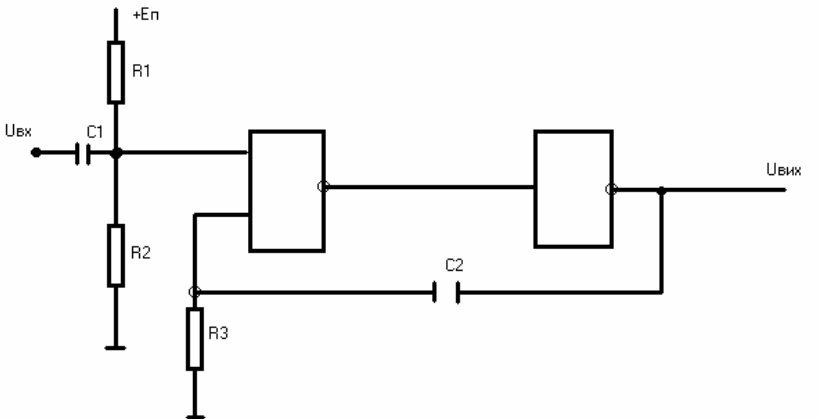


Рисунок 1.8 - Схема розширювача імпульсів

Подільник R1 і R2 забезпечує вхідний потенціал на рівні логічної одиниці:

$$R_1 = R_2 = \frac{E_{II \min}}{2I_D},$$

де $I_D = (10 - 50)I_{BX}$, $I_D (0,01 - 1) \text{ mA}$,

$$C_1 = \frac{2,2t_{здр\text{ср}}}{R_1}, \quad t_{здр\text{ср}} = \frac{t_{здр}^{10} - t_{здр}^{01}}{2}$$

значення опору R3

$$R3 < \frac{U_{нор}}{I_{\text{вх}}^0}, \quad C2 = \frac{0,7t_u}{R_3 \parallel R_{\text{вх}}}$$

Інша схема розширювача зображена на рис. 1.9.

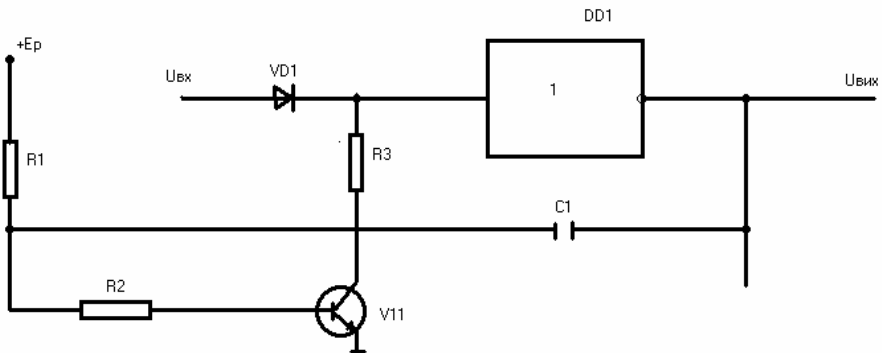


Рисунок 1.9 Схема розширювача імпульсів з транзисторним ключем.

Дана схема забезпечує високу стабільність вихідного імпульсу і широкий діапазон зміни тривалості t_i

У вихідному стані конденсатор C1 заряджений, транзистор VT1 відкритий, інвертор закритий. Під дією вхідного додатного імпульсу ЛЕ

D1 відкривається і на вході формується напруга низького рівня. Від'ємний перепад з виходу D1 передається через конденсатор C1 на базу транзистора і закривають його. Перезарядка конденсатора C1 проходить через резистор R1 і Rвих.

Протяжність вихідного імпульсу

$$t_u = 0,7C_1(R1 + R2).$$

R2 потрібен для обмеження максимального струму бази $I_{б\max}$ /

$$R_2 = \frac{E_{П\min} - U_{бэ_нас}}{I_{б\max}} \quad R < \frac{U_{пор} - U_{ке_нас}}{I_{ex}^0}.$$

1.6 Розрахунок блокувальних конденсаторів

Для зниженні напруг пульсацій виникаючих на тих шинах, що підводять живлення в моменти перемикання ІС, застосовують&ся блокувальні конденсатори, підключені до шини живлення в безпосередній близькості от виводів мікросхем, рис 1.10

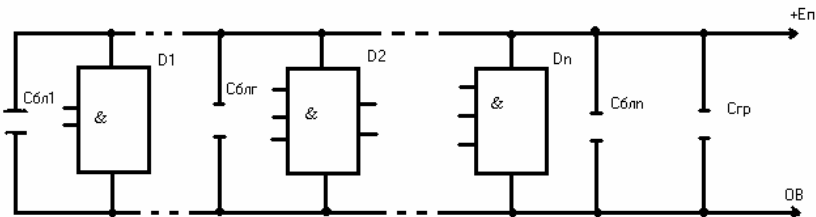


Рисунок 1.10 - Схема розташування блокувальних конденсаторів

Ємність блокувального конденсатора

$$C_{блс} \geq \frac{50I_{вих\Sigma}\Delta t}{\Delta U_n},$$

де Δt - час перемикання ІС.

$$\Delta t = \frac{t_{здр}^{10} + t_{здр}^{01}}{2}, \quad \Delta U_{П}=5-50 \text{ мВ}.$$

Або виходячи із максимальної частоти перемикання

$$\Delta t = \frac{1}{2f \max},$$

де $I_{вих\Sigma}$ - максимальний струм перемикання ІС,

$$I_{вих\Sigma} = (I_{вих}^0 - I_{вих}^1)n,$$

n – число ЛЕ в одному корпусі ІС.

$$\Delta U_{II} = E_{n \min} - 1,4I_{вих \max}^1, \quad E_{n \min} = (0,9 \div 0,95)E_n,$$

$U_{вих}^1$ - напруга логічної одиниці, на виході ЛЕ.

В якості $U_{пом}$ також логічно покласти напругу допустимої перешкоди для більшості ІС $U_{пом} = 0,4 - 0,6B$.

Модуль опору конденсатора розв'язки визначається у відповідності з індуктивністю шини живлення

$$|Z_c| \leq \frac{L_{екв}}{t_{ch}n},$$

$L_{екв}$ - еквівалентна повна індуктивність шини живлення (60-120нГн),

n – кратність зменшення перешкоди $n = 2-12$,

t_{cp} - час перемикання ІС, $t_{cp} = \Delta t$.

$$C_{бли} \geq \frac{(t_{cp}n)^2}{L_{екв}}$$

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Ерофеев Ю.Н. Импульсные устройства: Учебн. пособие для вузов. – 3-е изд.-М.: Высшая школа, 1989.–527с.
2. Токхейм Р. Основы цифровой электроники: Пер. с англ.–М.: Мир, 1988.-392с.
3. В.В. Корнеев, А.В. Киселев. Современные микропроцессоры. –М.: Изд. «НОЛИДЖ», 1998.-240с.
4. Микропроцессоры. В 3-х кн. Кн.1. Архитектура и проектирование микро-ЭВМ. Организация вычислительных процессов: Учебн. для вузов/ П.В. Нестеров, В.Ф. Шальгин, В.Л. Горбунов и др.; Под ред. Л.Н. Преснухина.-М.: Высшая школа, 1986.- 495с.
5. Микропроцессоры. В 3-х кн. Кн.2. Средства сопряжения. Контролирующие и информационно-управляющие системы: Учебн. для вузов/ В.Д. Веренер, Н.В. Воробьев, А.В. Горячев и др.; Под ред. Л.Н. Преснухина.-М.: Высшая школа, 1986.- 383с.
6. Микропроцессоры. В 3-х кн. Кн.3. Средства отладки, лабораторный практикум и задачник: Учебн. для вузов/Н.В. Воробьев, В.Л. Горбунов, А.В. Горячев и др.; Под ред. Л.Н. Преснухина.-М.: Высшая школа, 1986.- 351с.
7. Пухальский Г.И., Новосельцева Т.Я. Проектирование дискретных устройств на интегральных микросхемах: Справочник.-М.: Радио и связь, 1990.-304с.
8. Сташин В.В. и др. Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтроллерах.-М.: Энергоатомиздат, 1990.-230с.
9. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем.-М.: Мир, 1982.-512с.
10. Бирюков С.А. Применение цифровых микросхем серий ТТЛ и КМОП. –М.: ДМК, 1999. –240 с.
11. Соломатин Н.М. Логические элементы ЭВМ : Практическое пособие для вузов . –2-е изд. М.:Высшая школа, 1990. –160 с
12. Гольденберг Л.М. Теория и расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах.- М.:Связь, 1969. –754 с. .
13. Преснухин Л.Н., Воробьев Н.В., Шишкевич А.А. Расчет элементов цифровых устройств.- М.: Высшая школа, 1991.-526с.

14. Расчет электронных схем. Примеры и задачи: Учебн. пособие для вузов/Г.И. Изьюрова, Г.В. Королев, В.А. Терехов и др.-М.: Высшая школа, 1987.-355 с.
15. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник/ С.В. Якубовский, Л.И. Ниссельсон, В.И. Кулешова и др.; Под ред. С.В. Якубовского.- М.: Радио и связь, 1990.- 496 с.
16. И.И. Петровский и др. Логические ИС КР1533, КР1554. Справочник. В 2-х частях.-М.: ТОО «БИНОМ», 1993.- 496с.
17. Федорков Б.Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение.- М.: Энергоатомиздат, 1990.-320с.
18. Справочник по микроэлектронной импульсной технике/ В.Н. Яковлев, В.В. Воскресенский и др.- К.: Техника, 1983.- 359с.
19. Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров/ А.-Й.К. Марцинкявичюс, Э.-А.К. Багданскис и др.; Под ред. А.-Й.К. Марцинкявичюса, Э.-А.К. Багданскиса.- М.: Радио и связь, 1988.- 224с.
20. Интерфейсы систем обработки данных: Справочник/ А.А. Мячев, В.Н. Степанов и др.; Под ред. А.А. Мячева.- М.: Радио и связь, 1989.-416с
21. Алексенко А.Г., Галицын А.А., Иванников А.Д. Проектирование радиоэлектронной аппаратуры на микропроцессорах: Программирование, типовые решения, методы отладки.-М.: Радио и связь, 1984.-272с.
22. Гилмор Ч. Введение в микропроцессорную технику: Пер. с англ.- М.: Мир, 1984-334с.
23. Корнейчук В.И., Тарасенко В.П. Вычислительные устройства на микросхемах: Справочник.- 2-е изд.- К.: Техника, 1988.-351с.
24. Партала О.Н. Цифровая электроника.- СПб.: Наука и техника, 2000.-208с.
25. Расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах. (Сборник примеров и задач) Под ред. Г.М. Агаханяна. Учебн. пособ. для вузов.- М.: Сов. Радио, 1975-344с.
26. А.М. Тищенко, Б.М. Лебедев, М.Д. Штерк и др. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах/ А.М. Тищенко и др.; Под ред. М.Д. Штерка.-М.: Сов. Радио, 1964.-567с.
27. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. - 2-е изд.-Л.: Энергоатомиздат, 1988-304с.
28. Князев А.Д. и др. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости/ А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров.- М.: Радио и связь, 1982.-224с.