

ПРОЕКТИРАНЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА ОПТОЕЛЕКТРОННИ FAIL-SAFE ЛОГИЧЕСКИ СХЕМИ

1994 г.

проф. др. Христо Христов, ст. ас. Нели Стоичева
БВТУ "Т. Каблешков" - София

1. ПОСТАНОВКА

Към устройствата на осигурителните системи (ОС) се предявяват изисквания не само за функционалност, но и за безопасно след отказ (*fail-safe*) поведение на ОС. За постигане на безопасност се търсят средства не за предотвратяване на причините за отказ, а за изменение на последствията от отказа. Това се постига чрез специфични грациозни елементи и методи за синтез на осигурителните устройства.

За всеки конкретен случай се дефинира критерий за fail-safe поведение. Критерият е признак за принадлежност на отказите към две множества - защитни, след настъпването на които поведението на системата се съгласува с критерия, и опасни - когато мы промтиворечи.

Определение 1: Едно устройство е изградено на fail-safe принцип, ако настъпилата във вътрешната му структура повреда се проявява като невъзможност за преход в опасно и води непосредствено до инициално състояние безнага, щом повредата се активира.

Fail-safe автомат може да се синтезира само от fail-safe логически елементи (ЛЕ). Традиционните за електрониката схеми от вида на TTL, DTL, MOS и др., не могат да се използват за целта.

Определение 2: Един ЛЕ е fail-safe, ако допустимите неизправности във вътрешната му структура се изявяват като невъзможност изходният сигнал, прием за логическа пул (напр. нисък потенциал), да се замени вследствие на отказа със сигнал, прием за логическа единица (висок потенциал).

В [1] е направена класификация на fail-safe ЛЕ. Един от класовете се основава на оптоелектронни прибори. Към този клас се отнасят авторски предложения [2] и [3] за логически схеми, които са използвани в различни осигурителни устройства, без да са анализирани на функционалност и безопасност. Това се прави в тази работа.

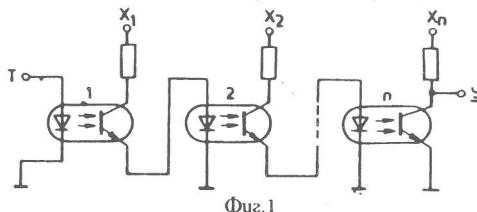
2. ПАСИВНА МНОГОВХОДОВА ЛОГИЧЕСКА СХЕМА

2.1 Описание

Логическите променливи x_1, x_2, \dots, x_n се представят с устойчиви високи (лог.1) и ниски (лог.0) постояннотоизменни сигнали, които захранват схемата през резисторите R_1, R_2, \dots, R_n (фиг.1). Логическата функция у се носи от устойчив сигнал на кондензаторен дешифратор (*КДИ*), който е изследван в [4].

Схемата се състои от толкова каскадно свързани фототранзисторни отпрони, колкото са логическите входове. На тръбата стъпала постъпва постоянно контролен ток KT от правоъгълни импулси с период на повторение T и коефициент на запълване $\gamma = \frac{t_H}{T}$.

Ако на всички логически входове има висок потенциал KT преминава през всички стъпала и на изхода на КДШ излиза висок устойчив потенциал. Решава се логическата функция "И" на n -логически променливи: $y = x_1 x_2 \dots x_n$.



2.2 Оразмеряване.

За да се пренася KT през схема с много стъпала, фототранзисторите трябва да работят достатъчно надеждно в ключов режим, т.е. трябва да се осигури запушването и насищането им.

Ако се приеме, че съпротивлението колектор-емитер R_e на фототранзистора на тъмно е достатъчно високо, то токът през светодиода остава по-нисък от необходимия за отпушване $i_s < I_{c,MIN}$. Но i_{cA} трябва да остава под необходимия за отпушване на следващия фототранзистор и тогава, когато във веригата на светодиода има отпушен фототранзистор, но на стъпбенияния вход сигналът е логическа нула. Нека най-голямата стойност на сигнала, с която се носи нулата, да е $U_{o,MAX}$. Тогава стойността на съпротивлението на входните резистори трябва да бъде:

$$(1) \quad R_i \geq \frac{U_{o,MAX}}{I_{c,MIN}}$$

Така се осигурява режим на запушване на фототранзистора.

За да се обезпечи отпушването и насищането му е необходимо токът през светодиода да е по-висок от прага $I_{c,MAX}$ при които фототранзистора се насища:

$$(2) \quad i_{cA} = \frac{U_{o,MIN}}{R_i + r_{cA}} \rightarrow I_{c,MAX}$$

където $U_{o,MIN}$ е минималното напрежение, с което се носи сигнал за логическа единица. Ако се пренебрече съпротивлението на светодиода в посока на пропускане при тези токове ($r_{cA} = 0$) то съпротивлението на входа не може да е по-голямо от (3) $R_i \leq \frac{U_{o,MIN}}{I_{c,MAX}}$.

2.3 Безопасност Късомо свидетелство (пробивът) между краищата на резисторите R_i , R_{cA} , R_o , както и между светодиода и фототранзистора на отпроните са недопустими побреци [5] и не се разглеждат при анализа на следоткато вътъто поведение.

Анализът на безопасността трябва да включва всички останали допустими поврежди:

1. Прекъсване на веригата от резистор, фототранзистор и светодиод, по която протича ток при наличие на висок потенциал на съответния логически вход. Това може да стане и при прекъсване във всеки от трите елемента, което е допустимо.

2. Късо съединение между емитер и колектор на фототранзистора.

3 Пробив в светофора

Появата на устойчив сигнал на изхода на *каскада* се означава от *КДП* като нула. *КДП* е истински fail-safe. Следователно, опасно по *Определение 2* може да бъде само следомказово поведение на разглежданата схема, при което се извежда *КТ* към *КДП*, въпреки че на някои от входите има логическа нула.

- В случаи 1 и 3 отказите са защитни, което е очевидно.
 - В случаи 2 KT достига само до каскада с разглежданата повреда. Отказът е защитен. Но ако смяната на Входния набор от логически приложения е много бърза, то на Входа на $KIII$ може да се имитира KT . Въпреки устойчивото късно съединение "емитер-колектор". Това налага да се съближава задължително съотношение между периода T на KT и бързодействието на схемата, измервано по максималния интервал t_{min} за смяна на Входните набори, на които трябва да реагира. Изследванията на $KIII$ [4] показват, че ако честотата на KT се намали десетократно сигнаът на изхода му рязко намалява и може да падне под нивото, приемано за логическа нула. Това означава, че схемата може да е опасна само при една повреда, ако се налага по-голямо бързодействие, т.е. необходимо е $t_{min} > T$. Но при принудителни ограничения няма.

3. СХЕМА С ПРИСУДИТЕЛЯ ВРЕМЕНЕАДЪРЖКА

3.1 Описание

За да отговоря на изискванията за fail-safe поведение схемата на фиг. 1 се усъвършенства, както е показвано на фиг. 2.

Съпротивленията на резисторите се увеличават дотолкова, че и при максималния сигнал U_{max} с който се носи логическата единица, да не може да се отпусва следващия оптран.

$$(4) \quad R_i \geq \frac{U_{MAX}}{I_{CNOT}}$$

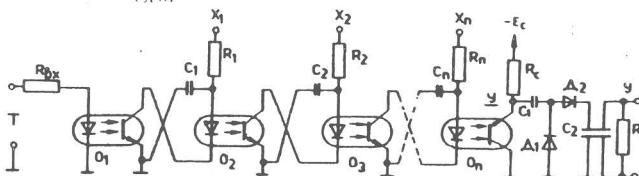


Fig. 2

При такива стойности схемата е неработоспособна. За да се възстанови работоспособността ѝ паралелно на веригата от фототранзистор и светодиод на следващото стъпало се включва кондензатор C_c . Кондензаторът се зарежда през входното съпротивление, когато фототранзисторът е запущен, и се разрежда през светодиода, когато се отпуши. Времеконстантата на зарядане $\tau_i = R.C$ е много по-голяма от времеконстантата на разряда $\tau_p = (r_{\phi i} + r_{\phi j}).C$, тий като съпротивленията на отпушениите фототранзистор $r_{\phi i}$ и светодиод $r_{\phi j}$ са много малки.

3.2. Функционален анализ.

В изходно положение на схемата постъпва непрекъснато KT на тактовия Вход, а на логическите Входове няма сигнал. Кондензаторите C_1 - C_n са разредени.

Да разгледаме работата на схемата когато на логическите Входове постъпят Високи потенциали U_x (логически "1"). В първата пауза на $KT C_1$ се зарежда експоненциално:

$$(5) \quad U_{C_1} = U_x (1 - e^{-\frac{t_p}{RC}})$$

В края на паузата напрежението му достига до

$$(6) \quad U_{C_{1,1}} = U_x (1 - e^{-\frac{t_p}{RC}}) = U_x A, \text{ където } A = 1 - e^{-\frac{t_p}{RC}} = 1 - e^{-\frac{t_p}{r_f R}}$$

Следва импулс, по време на който кондензаторът се разрежда. Ако се пренебрегне дозареждането през големото Входно съпротивление R , напрежението му намалява експоненциално до

$$(7) \quad U_{C_{1,2}} = U_x A e^{-\frac{t_p}{(r_f + r_s)C}} = U_x AB \text{ където } B = 1 - e^{-\frac{t_p}{(r_f + r_s)C}} = 1 - e^{-\frac{t_p}{r_s C}}$$

Разрядният ток има стойност: (8) $i_{C_1} = \frac{U_{C_{1,2}}}{r_{f,s} + r_s} = \frac{U_x}{r_{f,s} + r_s} e^{-\frac{t_p}{r_s C}}$

В общия случаи кондензаторът не успява да се разреди до следващата (втора) пауза. Зарядът му по време на втората пауза започва при някакво неизвесто напрежение (7) и достига до по-високо напрежение $U_{C_{1,2}}$. След втория импулс така зареденият кондензатор се разрежда от $U_{C_{1,2}}$ до

$$(9) \quad U''_{C_{1,2}} = [U''_{C_{1,1}} + A(U_x - U''_{C_{1,1}})/B] = U_x B/[1 + (1/A)B]$$

Ако се анализира разглеждания процес при следващите тактове може да се намери, че след n периода T напрежението, до което се е разредил кондензатора ще бъде.

$$(10) \quad U_{C_{1,n}} = U_x AB \sum_{i=1}^n (1 - A)^{i-1} B^{i-1}, \text{ където } (1/A)B < 1$$

Може да се докаже, че така полученият резултат е сходен и се равнява на

$$(11) \quad U''_{C_{1,n}} = U_x AB/[1 + (1/A)B + (1/A)B + \dots + (1/A)B] = U_x AB/[1 - (1/A)B] = U_x AB/(1 - (1/A)B)$$

След достатъчно много импулси на KT ($n = \infty$) сумата (11) се равнява на

$$(12) \quad \lim_{n \rightarrow \infty} U_{C_{1,n}} = \frac{U_x AB}{1 - (1/A)B} = \frac{AB}{(1/A)B - 1} = U_x$$

Като възстановим субституиращите определени по-горе за напрежението, до което се разрежда кондензаторът се получава

$$(13) \quad U_{C_1} = (1 - e^{-\frac{t_p}{r_s C}}) e^{-\frac{t_p}{r_s C}}$$

$$= 1 - e^{-\frac{t_p}{r_s C}}$$

Връзката между честотата f и кофициента на затихване на KT и профължителността на импулса t_p и паузата t_s се дава със следните триъгълни формули

$$(14) \quad \gamma = \frac{t_H}{t_H + t_{off}} = \frac{1}{1 + \frac{t_{off}}{t_H}} = \frac{\gamma}{(\gamma + 1)f} = \frac{t_H}{(1 + \gamma)f}$$

За да се пропусне без изкрявяване още първият импулс на KT е необходимо в края на импулса напрежението U''_{Cn} да остава поне равно на необходимото за поддържане на тока на насищане i_{SAT} . Като отчетем (7) и (14), можем да напишем

$$(15) \quad U''_{Cn} = U_X AB = U_X (1 - e^{-\frac{t_H}{(1 + \gamma)f}}) e^{\frac{t_{off}}{(1 + \gamma)f} + \frac{t_H}{f}} = I_{SAT}(r_{cl} + r_{phi})$$

Аналитичният допук е направен без да се отчита обстоятелството, че опtronите имат краино време за включване t_{on} . Ако честотата f е достатечно висока това време започва да играе непренебрежима роля. Изменя се импулсното отношение, тъй като всеки следващ опtron се отпушва с по-къс импулс $t_H = t_H - i.t_{on}$. За сметка на това паузата се увеличава $t_{off} = t_{off} + i.t_{on}$. На краиното стъпало се получава импулсно отношение

$$(16) \quad \gamma_K = \frac{t_H - i.t_{on}}{t_H + i.t_{on}} \text{ или} \quad (17) \quad \gamma = \frac{\gamma_K(I - i.t_{on}f) + i.t_{on}f}{I + i.t_{on}(I + f_k)f}$$

Бързодействието на така разгледаната схема се определя от времето ѝ на сработване t_{cr} и времето на изключване t_{off} . Времето на сработване при съблудване на уравнение (15) е минимално.

Да определим времето на изключване. Критерий за това приемаме обстоятелството, че напрежението (13) на кондензатора е достатъчно до стойност, съобразена с прага на насищане на последния опtron. За изключването той е определящ, тъй като има най-висока стойност на остатъчно напрежение U''_{Cn} :

$$(18) \quad U''_{Cn} = U_X \left[\frac{1 - e^{-\frac{t}{f(1 + \gamma_K)RC}}}{1 - \left[\exp\left(-\frac{1}{f(1 + \gamma_K).RC}\right) \exp\left(-\frac{\gamma_K}{f(1 + \gamma_K)(r_{cl} + r_{phi}).C}\right) \right]} \right]$$

Може без ущърб на точността да се приеме, че поради високата стойност на съпротивленията R , по време на паузите кондензаторите не се разреждат, въпреки че на логическите входове има нулев потенциал. Тогава най-голямото време на изключване на схемата ще бъде равно на толкова периода на KT , за колкото импулса напрежението на кондензатора от U''_{Cn} достига до $i_{SAT}(r_{cl} + r_{phi})$. Общото време за тези импулси t'_H се намира като решение по t на експонентата $i_{SAT}(r_{cl} + r_{phi}) = U''_{Cn} \cdot (1 - \exp(-t/f))$:

$$(19) \quad t'_H = \frac{\gamma_K}{f(1 + \gamma_K)(r_{cl} + r_{phi})C} \ln \frac{U''_{Cn}}{I_{SAT}(r_{cl} + r_{phi})}$$

а времето на изключване:

$$(20) \quad t_H = t'_H + \frac{1}{f(1 + \gamma_K)}$$

3.3. Оразмеряване

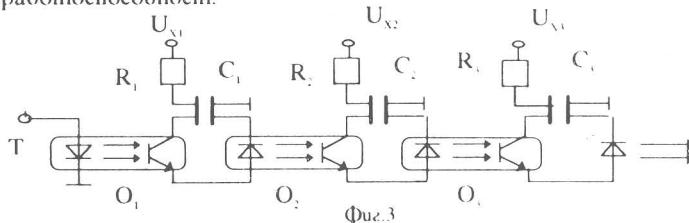
На базата на този анализ може да се направи и методика за изчисление. В съответствието със задачата, която има да изпълнява логическата схема, се избира бързодействието ю - честотата f , оптроните с време на включване t_{on} , съпротивленията на пропускане на фототранзистора r_{ph} и светодиода r_{di} . Импулсното отношение се избира не по-голямо от 0,1 [4]. Входните съпротивления R_i се определят от условието (4). От (17) се определя импулсното отношение на първия оптрон. От условието (15) се намира единственото неизвестно - кондензаторът C . По (18) се определя U''_{in} , а по (19) и (20) - бързодействието на схемата. Ако стойността му се получи нецелесъобразно голяма в разрядната верига може да се включи допълнително съпротивление R_d (фиг.3).

3.4 Анализ на безопасността

В сравнение със схемата на фиг.1 в тази схема има добавен само един нов елемент - кондензаторът C . Анализът на повредите на останалите елементи вече е направен в т.2.3. Повредите на кондензатора могат да бъдат:

- късо съединение между пластините;
- намаляване на капацитета му до някакъв допустим предел C_{min}
- прекъсване на веригата му.

Късото съединение прави схемата неработоспособна. Намалението на капацитета трябва да се отчита при изчислението му. Прекъсването на веригата му води до схемата на фиг.1, която не отговаря на изискванията за безопасност. Затова последствията от тази повреда трябва да се отстранят схемно или по друг известен начин. Предлагаме това да стане с известния 4-изводен кондензатор, при използване на който схемата придобива вид, показан на фиг.3. Сега прекъсването в която и да е точка води до неработоспособност.



ЛИТЕРАТУРА:

1. Христов, Хр., Основи на осигурителната техника, С. Техника, 1990.
2. Христов, Хр., С. Аятов, Полупроводникови схеми за обработка на дискретна информация с осигурителна отговорност ИТК Автоматика и изчислителна техника С. Бряг, 1978г.
3. Христов, Хр., С. Аятов, Ю. Димитров, Оптически преносни логически схеми със защитни отかい. Научно-технически конференции "Изпитание и испытание и микропроцесорна техника в автомобилостроении и транспорте", Записи, 1981.
4. Христов, Хр., И. Неделчев, С. Сапарев, Извлечение на кондензаторен дешифратор на постояннонокодови импулси. Научна сесия "Ден на радиото'77".
5. Христов, Хр. Електронизация на осигурителната техника С. Техника, 1984г.