

## Modeling integrating strain gauges measuring converter whit instrumental amplifier

Svilen Stoyanov

## Моделиране на интегриращ измервателен тензопреобразувател с инструментален усилвател

Свилен Стоянов

**Abstract:** In the present report has been made modeling of the integrated measurement converter with strain gauges bridge, working by method a ramp right conversion. Have been developed mathematical and simulation model. It examined the operation of the converter at different gains of the programmable instrumental amplifier INA110. The results, including frequency adjustments are presented in tabular and graphic form, and the corresponding conclusions are made.

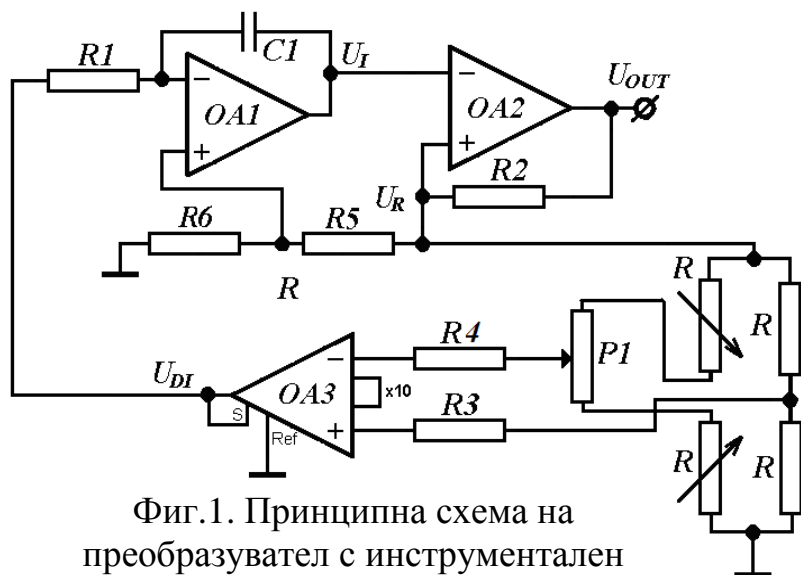
**Key words:** Measurement, Ramp converter, Simulation Models, Strain gauges bridge

### ВЪВЕДЕНИЕ

Измервателните тензопреобразуватели са изключително разпространени за измерване на различни неелектрически величини, основно сили, въртящи, усукващи, огъващи моменти, тегло и др [1]. Повишаването на точността на измерване, разширяване на измервателните диапазони и увеличаване линейността преобразувателя като цяло е необходимо да се извърши на схемотехническо ниво, използвайки съвременна елементна база.

Обект на изследване е схемата на измервателен тензопреобразувател с инструментален усилвател – фиг.1 [2].

Схемата съдържа интегратор ОА1, компаратор ОА2 и инструментален усилвател ОА3. Измерителният мост се състои от четири тензорезистора R. Измерителният диагонал на моста е свързан към входовете на инструменталния усилвател, като изхода му е свързани с инвертиращия вход на интегратора. Изходът на интегратора е свързан към инвертиращия вход на компаратора, чийто неинвертиращ вход е обединен с изхода на преобразувателя. С резисторите R<sub>5</sub> и R<sub>6</sub> е реализиран делител на напрежение, като средната точка на делителя е свързана с неинвертиращия вход на интегратора.



Фиг.1. Принципна схема на преобразувател с инструментален усилвател

Изведено е уравнението на преобразуване (1):

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{T} = \frac{\beta}{4\tau_i(1-\beta)} + \frac{k_{DA}}{8\tau_i(1-\beta)} \delta R \quad (1)$$

където:

-  $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$  - коефициент на делителя на напрежение ;

-  $k_{DA}$  – коефициента на усилване на инструменталния усилвател;

-  $\tau_I$  – времеконстанта на интегратора;

-  $\delta R$  – относително изменение на съпротивлението на тензодатчиците при натоварване (деформация);

-  $T_1 = T_2 = T/2$  – полупериоди.

Първата част от уравнението определя началната честота, а втората част представлява изменението на честотата при относителното изменение на съпротивлението на тензодатчиците.

При разработване на схемата е необходимо спазване на условието (2).

$$\frac{k_{DA}}{8\tau_I(1-\beta)} |\delta R| < \frac{\beta}{4\tau_I(1-\beta)} \quad (2)$$

Времедиаграмите на работа са показани на фиг.2, като се виждат правоъгълните импулси от изхода преобразувателя  $V_{out}$ , която е и изход на компаратора и характерните триъгълни импулси на изхода на интегратора  $V_I$  с малък скок по задния фронт, който се определя от стойността на коефициента на делителя на напрежение  $\beta$ .

В преобразувателя е използван инструментален усилвател INA110 на фирмата Texas Instrument [4].

В настоящия доклад е необходимо създаване на математичен и симулационен модел при различните коефициенти на усилване, поради различните работни честоти, които ще влияят пряко на работата на преобразувателя.

## ИЗЛОЖЕНИЕ

### 1. Моделиране на уравнението на преобразуване.

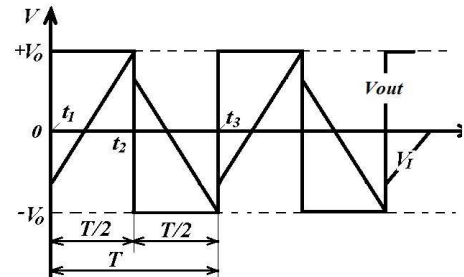
Извършено е математично моделиране на уравнението на преобразуване (1) в среда на MATLAB [3]. Стойностите на елементите влизащи в състава на уравнението на преобразуване са: резистор на интегратора  $R_I = 10 \text{ k}\Omega$ , кондензатор на интегратора  $C_I = 2,2 \text{ nF}$ , тензорезистори със съпротивление  $R = 120 \Omega$  и коефициент на делителя на напрежение  $\beta = 0,115$ . Зададено е двустранно изменение на съпротивлението  $\Delta R$  на

тензодатчиците от  $-0,5 \Omega$  до  $+0,5 \Omega$  със стъпка  $0,1 \Omega$ . Началната честота на преобразувателя при  $\Delta R = 0$  е  $1476,631 \text{ Hz}$ , а изменението ѝ е линейна функция.

При изчисляване на изходните честоти се забелязва, че някои от честотите са с отрицателен знак – в червен цвят. За тези честоти не е изпълнено условие (2) и преобразувателят няма да може да работи.

### 2. Симулационно моделиране на преобразувателя

Създаден е симулационен модел на преобразувателя в среда MULTISIM –

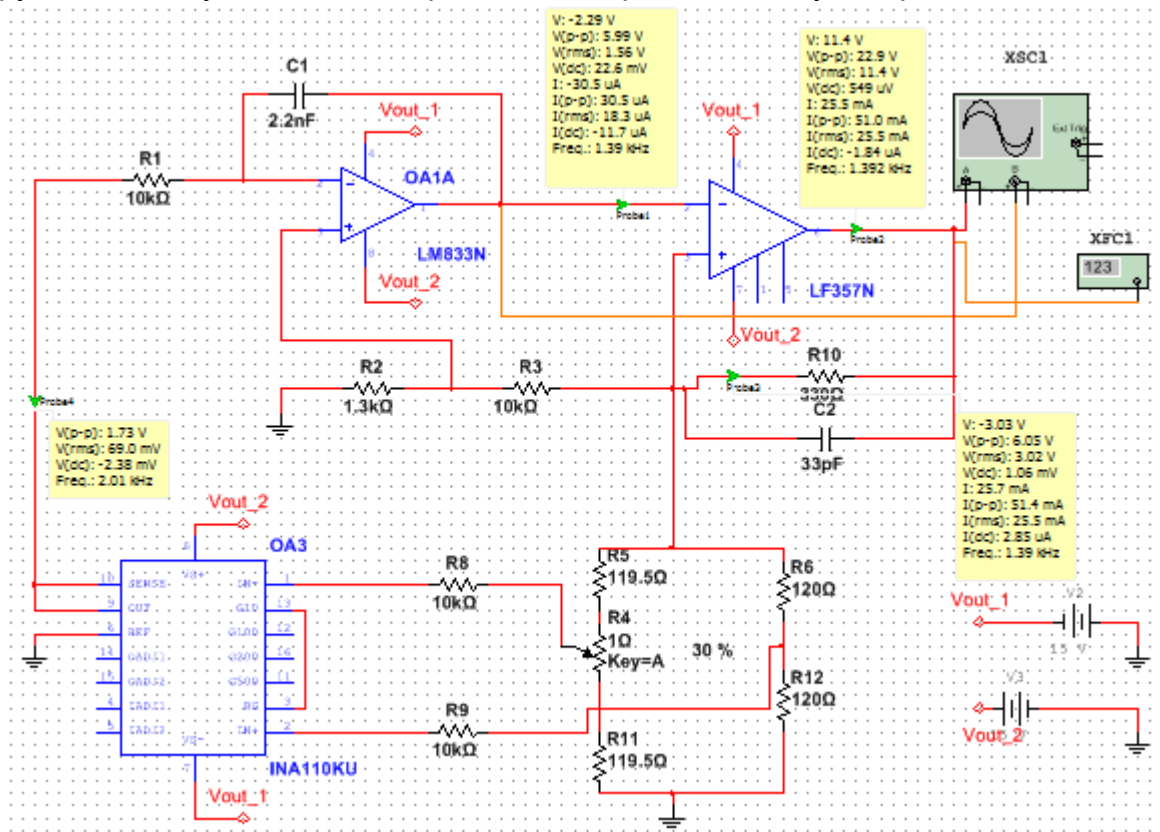


Фиг.2. Времедиаграми на преобразувателя

Табл.1. Получени честоти от моделирането.

$\Delta R$ W	Получена честота $f$ , Hz при $K_{IU}$ , V/V			
	10	100	200	500
-0,5	1209,125	-1198,42	-3873,48	-11898,65
-0,4	1262,626	-663,414	-2803,46	-9223,592
-0,3	1316,127	-128,403	-1733,44	-6548,536
-0,2	1369,628	406,6085	-663,414	-3873,481
-0,1	1423,13	941,6196	406,6085	-1198,425
0	1476,631	1476,631	1476,631	1476,631
0,1	1530,132	2011,642	2546,653	4151,686
0,2	1583,633	2546,653	3616,675	6826,742
0,3	1637,134	3081,664	4686,697	9501,798
0,4	1690,635	3616,675	5756,72	12176,853
0,5	1744,136	4151,686	6826,742	14851,909

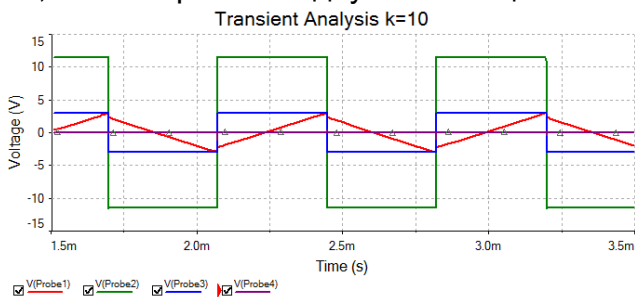
фиг3. Използвани са оригинални модели на операционните усилватели и инструменталния усилвател. Захранващо напрежение –двуполярно  $\pm 15V$ .



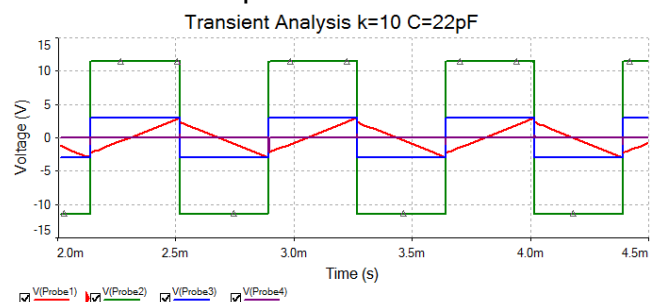
Фиг3. Схема на симулационен модел на преобразувателя

### 2.1. Симулиране работата на преобразувателя при $k=10$ .

Симулират се два тензодатчика R5 и R11, свързани диференциално със стойности на изменение  $\pm 0,5\Omega$ . Това се извършва, чрез потенциометъра R4 през  $0,1 \Omega$ . Свързани са двулъчев осцилоскоп XSC1 и честотомер XFC1.



Фиг.4. Времедиаграми при  $k=10$

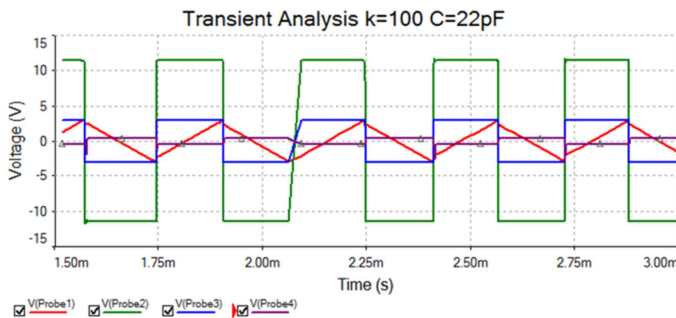


Фиг.5. Времедиаграми при  $k=10$  и  $C=22pF$

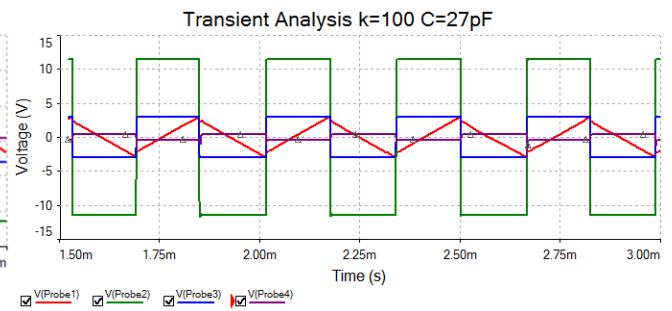
На фиг.4 са показани времедиаграмите на преобразувателя при коефициент на усилване на инструменталния усилвател  $k=10$ . Виждат се изходните импулси на интегратора V(Probe1) с червен цвят, изходната честота преобразувателя V(Probe2) със зелен цвят, импулсното захранване на моста V(Probe3) със син цвят и усилването на разбаланса на моста от инструменталния усилвател V(Probe4) с виолетов цвят. На времедиаграмите се вижда, че коефициентът на усилване на инструменталния усилвател V(Probe4) е нула. В действителност стойността при разбаланс  $-0,3\Omega$  е  $V_{p-p} = 1,73V$  – фиг.3. Кондензаторът C<sub>2</sub> практически не влияе на работата на схемата, т.е. честотни корекции при  $k=10$  не са нужни – фиг.5.

### 2.2. Симулиране работата на преобразувателя при $k=100$ .

Изследванията се провеждат при същите условия на работа. При честотна корекция  $C_2=22\text{pF}$  се забелязва, че някои от предните фронтове са с наклон - фиг.6.



Фиг.6. Времедиаграми при  $k=100$  и  $C_2=22\text{pF}$

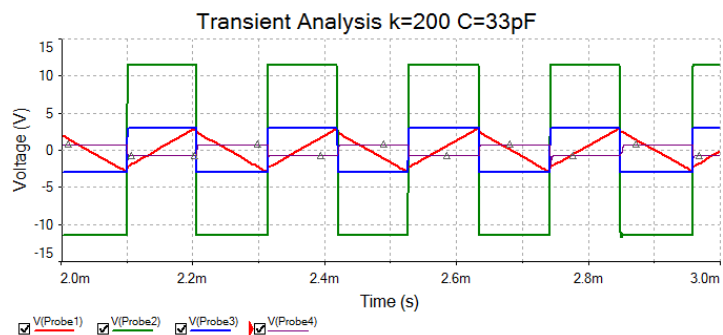


Фиг.7. Времедиаграми при  $k=100$  и  $C_2=27\text{pF}$

Увеличаването на стойността на кондензатора  $C_2$  до  $27\text{pF}$  подобрява превключването на компаратора – фиг.7.

### 2.3 Симулиране работата на преобразувателя при $k=200$ .

Изследванията се провеждат при същите условия на работа. Работата на преобразувателя е възможна при разбаланс на тензомоста над  $-0,1\Omega$ , или на практика при едностранно натоварване. Схемата е чувствителна и при симулацията се забелязват нехарактерни пикове,



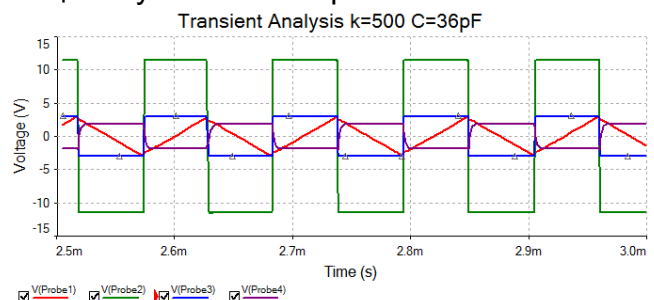
заобляне на върховете на изходните импулси - фиг.8.

Фиг.8. Времедиаграми при  $k=200$  и  $C_2=33\text{pF}$

### 2.4 Симулиране работата на преобразувателя при $k=500$ .

Изследванията се провеждат при същите условия на работа. Работата на преобразувателя е възможна само при едностранно натоварване. Схемата е твърде чувствителна и при симулацията се забелязват също нехарактерни пикове, заобляне на върховете на импулсите от инструменталния усилвател, закъснения в момента на превключване и др. - фиг.9. Това се дължи на намалената честота на единичното усилване  $f_1$ , която е 25 пъти по-малка, отколкото при работа в обхват  $k=10\text{V/V}$  [4]. При необходимост от усилване 500 и повече пъти е желателно използване на инструментален усилвател с по-добри параметри ( $f_1$  и SR).

Работата на



Фиг.9. Времедиаграми при  $k=500$  и  $C_2=39\text{pF}$

### 2.5 Получени резултати.

Резултатите от симулационния модел са дадени в таблица 2. Показани са изходните честоти  $f$  в Hz. Изчислени са съответните точки от линеаризиращата права  $f_{lin}$  в Hz, както и приведената грешка от нелинейност  $\gamma$  в % по формула 3 [1]:

$$\gamma = \frac{f_{out} - f_{out\_lin}}{f_{out\_max} - f_{out\_min}} 100\% \quad (3)$$

Табл.2. Получени резултати

$\Delta R$	k=10 V/V C2=20pF			k=100 V/V C2=22pF			k=200 V/V C2=33pF			k=500 V/V C2=33-39pF		
	f, Hz	f <sub>linr</sub> , Hz	$\gamma$ , %	f, Hz	f <sub>linr</sub> , Hz	$\gamma$ , %	f, Hz	f <sub>linr</sub> , Hz	$\gamma$ , %	f, Hz	f <sub>linr</sub> , Hz	$\gamma$ , %
-0,5	1229	1229	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-
-0,4	1284	1283	0,261	-	-	-	-	-	-	-	-	-
-0,3	1338	1336	0,336	-	-	-	-	-	-	-	-	-
-0,2	1392	1390	0,41	419,7	419,7	0	-	-	-	-	-	-
-0,1	1443	1443	-0,075	964,4	950,7	0,367	425,6	425,6	0	-	-	-
0	1499	1497	0,373	1499	1482	0,463	1504	1462	0,681	1498	1498	0
0,1	1552	1551	0,261	2037	2013	0,65	2556	2498	0,937	4082	3901	1,505
0,2	1604	1604	-0,037	2569	2544	0,676	3588	3534	0,872	6521	6304	1,803
0,3	1658	1658	0,037	3099	3075	0,648	4631	4570	0,983	8846	8708	1,152
0,4	1711	1711	-0,075	3619	3606	0,351	5586	5606	-0,321	11212	11111	0,842
0,5	1765	1765	0	4137	4137	0	6642	6642	0	13514	13514	0

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На базата на получените резултати от моделирането са направени следните изводи:

1. Моделирано е уравнението на преобразувателя в MATLAB, при нормираните коефициенти на усилване на инструменталния усилвател. Показани са зависимостите при двустранен разбаланс на преобразувателя със стойности от 0 до  $\pm 0,5\Omega$ .
2. Създаден е симулационен модел на преобразувателя в среда MULTISIM.
3. Приведената грешка от нелинейност на симулационен модел е под 0,5% само при  $k=10$  V/V. При  $k=100$  V/V и  $k=200$  V/V е в интервала  $0,5 \div 1\%$ , а при  $k=500$  V/V се доближава 2%.
4. Двустранното преобразуване на деформациите от тензодатчиците в целия измервателен диапазон е възможно само в обхвата  $k=10$  V/V.
5. Моделирането на преобразувателя би спомогнало за по-добрия подбор на операционни усилватели и дискретни компоненти с цел намаляване на грешките до възможно минимални стойности.

### БЛАГОДАРНОСТИ

Научните изследвания, резултатите от които са представени в настоящата публикация, са извършени по проект НП 24/2016 г. в рамките на присъщата на ТУ-Варна научноизследователска дейност, финансирана целево от държавния бюджет.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Стоянов С., „Дисертационен труд“, ТУ- Варна, Варна, 2015;
- [2] Стоянов С., „Изследване на методите за повишаване на метрологичните параметри и характеристики на двустранен честотен тензопреобразувател“, VII научна конференция ЕФ 2015, гр.Созопол 19-21.09.2015, Годишник на ТУ-София, том 66, кн.1, стр. 305-314, 2016, ISSN 1311-0829;
- [3] Стоянов С., Демирев Вл., Станков Ст., „Моделиране на грешката от неравенството на изходните напрежения на компаратор в състава на честотен преобразувател“, том 53, серия 3.1 стр.115 - 120“, Научна конференция РУ&СУ'14, 24-25.10.2014, Научни трудове на РУ, Русе 2014, том 53, серия 3.1, стр. 115–120;
- [4] [www.ti.com/product/ina110](http://www.ti.com/product/ina110).

### За контакти:

Гл. ас. д-р инж. Свилен Христов Стоянов, Добруджански технологичен колеж в структурата на ТУ-Варна, тел. 058604712, E-mail: [svilen.stoyanov@tu-varna.bg](mailto:svilen.stoyanov@tu-varna.bg)