

DYNAMIC PROPERTIES OF RLC TO TIME CONVERTER

Stanimir Stankov, Technical University of Varna, stum_b@yahoo.com

Ekaterina Dimitrova, Technical University of Varna, edimitrowa@yahoo.com

Hristo Gigov, Technical University of Varna, office@technosens.net

Abstract: In this paper are examined the dynamic properties of one popular circuit diagram for RLC to time converter. Detailed dynamic uncertainty analysis is made, expressions are worked out and discussed. These expressions reveal the operation of the converter when the dynamic properties of the real components are taken into account. On the base of the analysis, a schematic solution is presented that compensates the dynamic errors of the converter. Simulation and experimental results are presented to demonstrate the performance of the new circuit.

Keywords: dynamic properties, frequency modulation, measuring converter, uncertainties

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ДИНАМИЧНИТЕ СВОЙСТВА НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ С РАЗГЪВАЩО ПРЕОБРАЗУВАНЕ

Станимир Станков, Технически Университет – Варна, stum_b@yahoo.com

Екатерина Димитрова, Технически Университет – Варна, edimitrowa@yahoo.com

Христо Гигов, Технически Университет – Варна, office@technosens.net

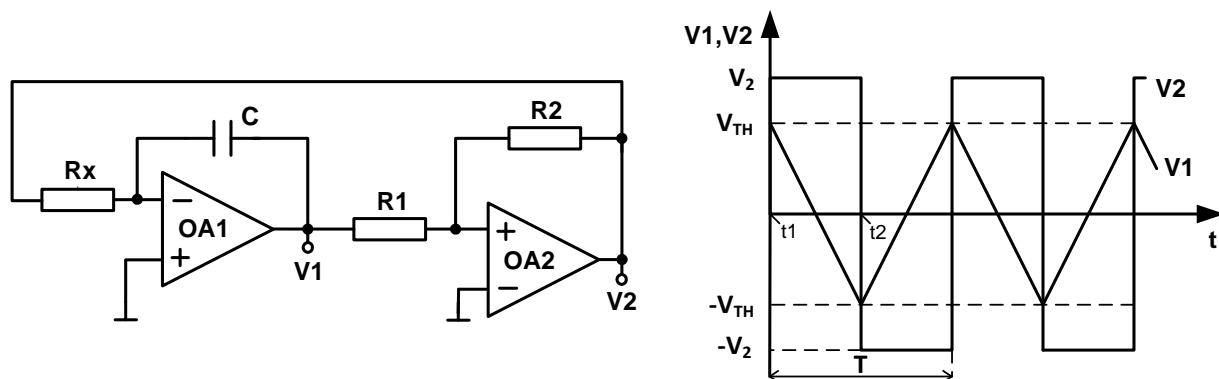
Абстракт: В настоящата работа е разгледано едно популярно схемно решение на измервателен преобразувател с разгъващо преобразуване и е направен подробен анализ на грешките на преобразувателя в динамичен режим. Изведени са и са коментирани изразите за тези грешки, поясняващи работата на преобразувателя при отчитане на инерционността на реалните компоненти в схемата. На базата на направения анализ е приведено схемно решение, което компенсира до голяма степен динамичната грешка на преобразувателя. Приведени са симулационни и експериментални изследвания, които потвърждават правилната му работа и направените анализи.

Ключови думи: грешки, динамични свойства, измервателен преобразувател, честотна модулация

Въведение

Един разпространен метод за измерване на параметрите R , C и L е чрез правото им преобразуване в период на импулсна поредица. Предимствата на този метод са положителните свойства на честотния сигнал – висока шумоустойчивост, възможност за предаване на големи разстояния без загуба на точност, простота и висока точност на преобразуване в цифрова форма и др. За реализирането на този метод предимство имат и най-често се използват преобразувателите на R , C и L в период с разгъващо преобразуване

[1,2]. На *Фиг.1* е показана една от най-разпространените принципни схеми на такъв тип преобразуватели. За понататъшна простота в изложението е приет частният случай на преобразувател на съпротивление R_x в период.



Фиг.1 Преобразувател на R_x в период и времедиаграмите поясняващи работата му

Схемата се състои от компаратор на базата на операционния усилвател $OA2$ и интегратор на базата на операционния усилвател $OA1$, като във времезадаващата верига на интегратора е включен измерваният параметър R_x [1,2, 3,4].

Уравнението на преобразуване на схемата от *Фиг.1* се привежда с израза [1, 2]:

$$T = 4C \frac{R_1}{R_2} R_x \quad (1)$$

Вижда се, че при една пределна простота на схемната реализация се постига линейно преобразуване с висока чувствителност на параметъра R_x в период T . Трябва да се има предвид обаче, че този резултат е получен чрез пренебрегване на параметрите, внасящи грешка в уравнението на преобразуване.

В литература [2] е направен анализ на статичните грешки породени от неидеалните параметри на компонентите в принципната схема. От този анализ са направени следните изводи:

- остатъчното напрежение на операционния усилвател на компаратора не внася грешка, т.е. преобразувателят е напълно инвариантен спрямо остатъчното напрежение на $OA2$;
- неравенство на абсолютните стойности на изходните напрежения на насищане на компаратора и остатъчното напрежение на операционния усилвател на интегратора внасят мултипликативни грешки в преобразуването, които обаче се оказват многократно подтиснати и в крайна сметка не водят до съществено изменение на изходния период.

От анализа става ясно, че неравенството на изходните напрежения на насищане на компаратора, остатъчното напрежение и входните токове на двата операционни усилвателя или не внасят грешка в уравнението на преобразуване или тази грешка е подтисната, следователно реалното уравнение на преобразуване до голяма степен на приближение се доближава до номиналното уравнение на преобразуване (1).

Анализът на статичните грешки, направен в [2], достатъчно точно описва работата на преобразувателя в областта на ниските честоти. С повишаване на честотата, обаче започват да оказват влияние динамичните параметри на операционните усилватели. В

настоящата работа се поставя задачата да се анализира влиянието на инерционността на операционните усилватели върху точността на преобразувателя.

Динамични грешки на преобразувателя с разгъващо преобразуване

1. Грешка дължаща се на инерционността на операционния усилвател на интегратора

При разглеждане на интегратора в динамичен режим, два са основните параметъра, които водят до появата на динамична грешка – крайният коефициент на усилване и крайната честотна лента на операционния усилвател. В литературата [5,6,7] е коментирана динамичната грешка на интеграторите в общия им вид. При работа на интегратора в състава на преобразувателя от *Фиг.1* следва да се анализира степента на влияние на неговата грешка върху точността на преобразувателя.

При отчитане на инерционността на операционния усилвател на интегратора, грешка в изходното му напрежение се получава в момента на превключване на компаратора от едно състояние в друго. В този момент се появява първоначален скок ΔV_I в изходното напрежение и след известно време на закъснение t_d , зависещо от инерционността на операционния усилвател, изходното напрежение става като това на идеален интегратор или след времето на закъснение t_d , реалната изходна характеристика е успоредна на идеалната. От изведеното уравнение в [6], и отчитайки времедиаграмите на преобразувателя от *Фиг.1*, скокът на изходното напрежение на интегратора се дефинира по следния начин:

$$V_1(t_1) = V_{TH}(t_1) + \frac{\tau_{OUT}}{\tau} \Delta V_2 = V_{TH} + \frac{r_{OUT}}{R} \Delta V_2 \quad (2)$$

$V_I(t_1)$ – изходно напрежение на интегратора в момента t_1 ,
 $\tau_{OUT} = r_{OUT} \cdot C$ - изходна времеконстанта на интегратора,
 r_{OUT} - изходно съпротивление на операционния усилвател ОА1,
 $\tau = R_X \cdot C$ - номинална времеконстанта на интегриране,
 V_{TH} - праг на сработване на компаратора,
 ΔV_2 – изменение на изходното напрежение на компаратора.

Времето на закъснение на интегратора t_d се дефинира [7] като:

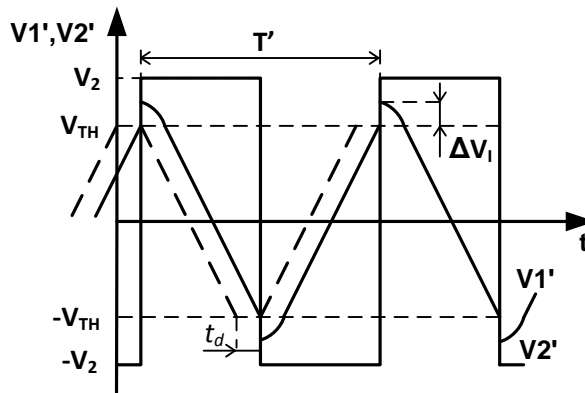
$$t_d = \frac{1}{2\pi f_1} \quad (3)$$

f_1 – честота на единично усилване.

На *Фиг.2* са показани времедиаграмите на преобразувателя, поясняващи казаното дотук и отчитайки факторите, описани с уравнения (2) и (3). С пунктирна линия на графиката е показана идеалната реакция на интегратора. Вижда се, че идеалната и реалната реакция на интегратора се различават само през момента на закъснението t_d .

От времедиаграмите, може да се определи изходния период T' при отчитане на закъснението на компаратора:

$$T' = T + 2t_d = 4C \frac{R_1}{R_2} R_X + 2t_d \quad (4)$$



Фиг.2 Времедиаграми отчитащи инерционността на интегратора

От (4) се вижда, че закъснението на интегратора се прибавя два пъти към изходния период на преобразувателя. Също така от (3) може да се направи оценка на влиянието на t_d . Така например, ако $f=1\text{MHz}$, за закъснението се извежда $t_d = 0,16\mu\text{s}$. Следователно t_d започва да влияе при изходен период $T < t_d/\delta_D$, където δ_D е допустимата относителна грешка на изходния период. Следователно, ако $\delta_D=0,1\%=0,001$, то t_d следва да се отчита при $T < 160\mu\text{s}$.

2. Грешка, дължаща се на инерционността на операционния усилвател на компаратора

От времедиаграмите на Фиг.1 се вижда, че при анализа на преобразувателя се счита, че когато изходното напрежение на интегратора достигне праговото напрежение на превключване V_{TH} на компаратора, последният превключва моментално своя изход от едно състояние в друго. Вследствие на инерционността на компаратора това условие не е изпълнено – компараторът превключва своя изход от едно състояние в друго след определен период от време ΔT (закъснение на превключване на компаратора). Това време на закъснение на превключване внася допълнителна динамична грешка. На Фиг.2 са показани времедиаграмите на преобразувателя, поясняващи грешката от закъснението на превключване.

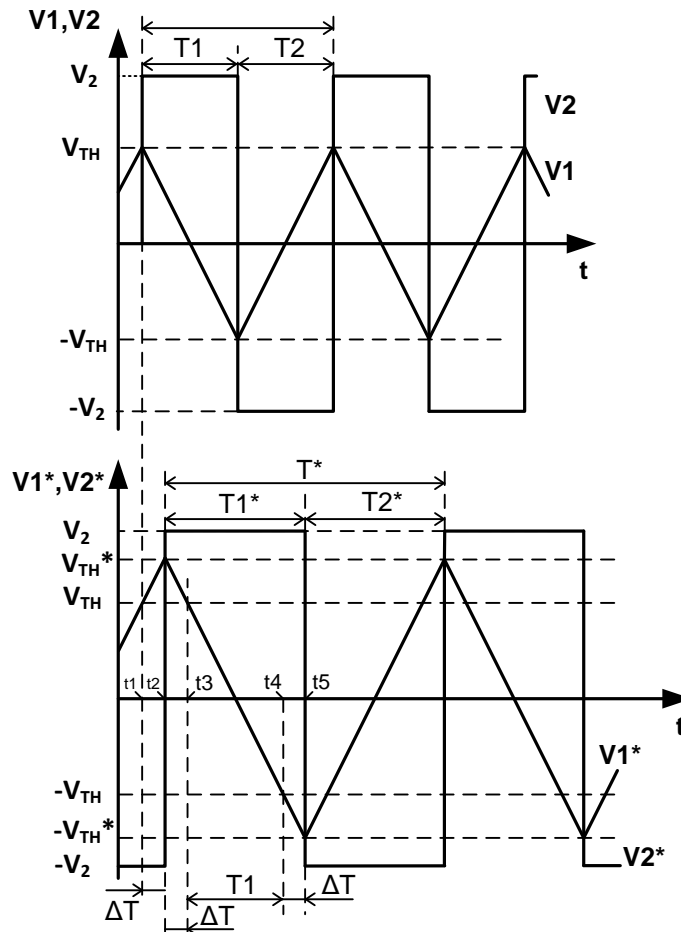
Означенията по горната графика (без да е отчетено влиянието на закъснението на превключване на компаратора) са:

- $V1$ - напрежение на изхода на интегратора;
- $V2$ - напрежение на изхода на компаратора;
- V_2 - напрежение на насищане на компаратора;
- V_{TH} - прагово напрежение на превключване на компаратора;
- T - изходен период на преобразувателя;
- $T1=T2$ - полупериоди на изходната импулсна поредица.

Означенията по долната графика (при отчитане на влиянието на закъснението на превключване на компаратора) са:

- $V1^*$ - напрежение на изхода на интегратора;
- $V2^*$ - напрежение на изхода на компаратора;
- V_{TH}^* - прагово напрежение на превключване на компаратора;
- T^* - изходен период на преобразувателя;

$T1^*=T2^*$ - полупериоди на изходната импулсна поредица;
 ΔT - закъснение на превключване на компаратора.



Фиг.2 Времедиаграми, поясняващи грешката от закъснението на превключване на компаратора

От Фиг.2 за интервала $t_2 - t_5$, на изходното напрежение на интегратора, може да се запише:

$$+V_{TH}^* - \frac{1}{R_X C} \int_{t_2}^{t_5} V_2 dt = -V_{TH}^* \quad (5)$$

За момента t_1 е валидно [2]:

$$V_{TH} = \frac{R_1}{R_2} V_2 \quad (6)$$

Тогава за праговото напрежение V_{TH}^* се извежда:

$$V_{TH}^* = V_{TH} + \frac{1}{R_X C} \int_{t_1}^{t_2} V_2 dt = V_{TH} + \frac{1}{R_X C} \int_{\Delta T}^{\Delta T} V_2 dt = V_{TH} + \frac{V_2}{R_X C} \Delta T \quad (7)$$

Отчитайки (7), уравнение (5) се преобразува до:

$$V_{TH} + \frac{V_2}{R_X C} \Delta T - \frac{1}{R_X C} \int_{t_2}^{t_5} V_2 dt = -V_{TH} - \frac{V_2}{R_X C} \Delta T \Rightarrow \frac{V_2}{R_X C} T1^* = 2V_{TH} + 2\frac{V_2}{R_X C} \Delta T \quad (8)$$

Следователно, от (6) и (7) за полупериода $T1^*$ се извежда:

$$T1^* = 2C \frac{R_1}{R_2} R_X + 2\Delta T = T1 + 2\Delta T \quad (9)$$

Отчитайки симетричността на процесите в двата полупериода $T1^*$ и $T2^*$, за изходния период T^* се извежда:

$$T^* = T + 4\Delta T \quad (10)$$

За относителното изменение на изходния период, дължащо се на закъснението на превключване, се получава:

$$\delta T^* = \frac{T^* - T}{T} = 4 \frac{\Delta T}{T} = 4\delta T \quad (11)$$

От (11) се вижда, че влиянието на относителното изменение δT не е подтиснато, както при анализа на останалите грешки, а дори влиза с коефициент „4” в изменението на изходния период. Това изменение води до систематична адитивна грешка на изходния период на преобразувателя, която може да бъде отстранена от последващото устройство или да бъде пренебрегната при определени условия. Това обаче не е валидно в случаите, когато информационния параметър е честотата на изходния сигнал, например приложението на преобразувателите с разгъващо преобразуване в контактната кондуктометрия [8]. Тъй като проводимостта Y_X е обратно пропорционална на измерваното съпротивлението R_X , то при този случай информационния параметър се явява честота, тъй като тя е право пропорционална на параметъра Y_X :

$$T = 4C \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{Y_X} = k \frac{1}{Y_X} \Rightarrow f = \frac{1}{k} Y_X = \frac{R_2}{4CR_1} Y_X \quad (12)$$

При този случай, закъснението на превключване на компаратора ще внася грешка от нелинейност в изходната честота:

$$f^* = \frac{1}{T^*} = \frac{1}{T + 4\Delta T} = \frac{1}{\frac{k}{Y_X} + 4\Delta T} = \frac{Y_X}{k + 4\Delta T Y_X} = \frac{Y_X}{k} \frac{1}{1 + 4 \frac{\Delta T}{k} Y_X} \quad (13)$$

За абсолютната и относителната грешки от нелинейност могат да се изведат изразите:

$$\Delta f_{NL} = -\frac{4 \frac{\Delta T}{k} Y_X^2}{k + 4\Delta T Y_X}; \delta f_{NL} = -\frac{4\Delta T Y_X}{k + 4\Delta T Y_X} \quad (14)$$

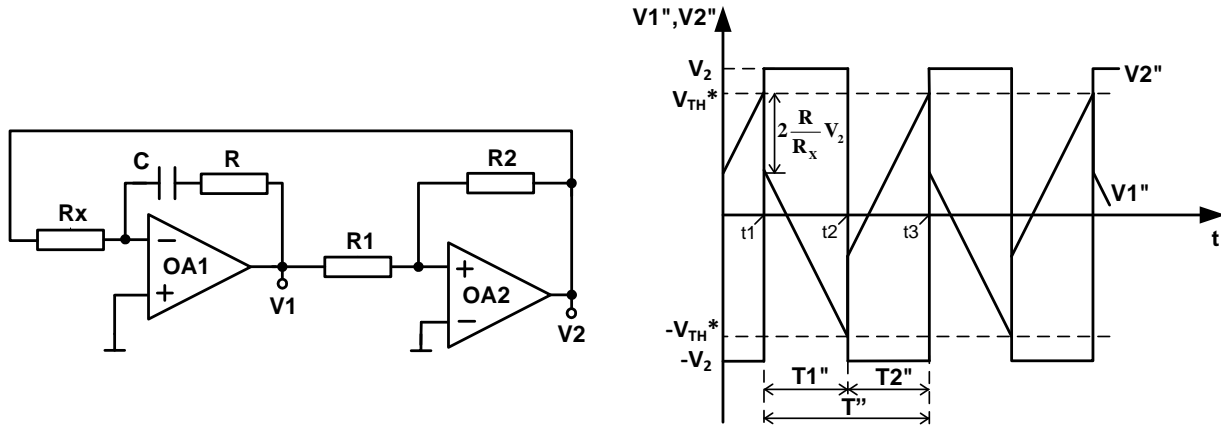
От изведените изрази (13), (14) се вижда, че закъснението на компаратора внася грешка от нелинейност, която значително намалява точността на преобразувателя. Тук следва да се отбележи, че закъснението на интегратора също внася грешка от нелинейност, но тя е много по-малка от тази на компаратора, тъй като ΔT се добавя с коефициент „4” към изходния период, а и самото закъснение като стойност е на порядък по-голямо от това на интегратора.

Динамичната грешка на компаратора е коментирана в литературата [9,10], като са предложени и схемни решения, които до голяма степен на приближение отстраняват посочения недостатък. Тези решения обаче, значително усложняват схемата реализация. В настоящата статия е предложено ново схемно решение за намаляване на динамичната грешка на преобразувателя, което е реализирано с включване на допълнителна права връзка в преобразувателя, чрез добавяне само на един резистор последователно на

интегриращия кондензатор. По този начин в максимална степен се запазва простотата на схемното решение.

Схемно решение за намаляване на динамичната грешка на преобразувателя

На *Фиг.3* е показано схемното решение и неговите времедиаграми, отстраняващо посочените по-горе недостатъци на оригиналния преобразувател.



Фиг.3 Преобразувател на R_x в период ΔT в честота, с корекция на нелинейността и времедиаграмите поясняващи работата му

Схемното решение е сходно с това от *Фиг.1*, с единствената разлика, че в обратната връзка на интегратора, последователно на кондензатора C , е добавен резистора R , с което интеграторът става пропорционално-интегриращо звено.

От времедиаграмите на преобразувателя се вижда, че разликата с преобразувателя от *Фиг.1* е, че в момента на превключване на компаратора, интеграторът формира в изхода си пропорционален на входното си напрежение първоначален скок $\Delta V = 2(R/R_x) V_2$, след което започва да интегрира напрежението от изхода на компаратора.

За временния интервал t_1-t_2 , изходното напрежение на интегратора може да се определи като:

$$+V_{TH}^* - \Delta V - \frac{1}{R_x C} \int_{t_1}^{t_2} V_2 dt = -V_{TH}^* \quad (15)$$

Тъй като в уравнението е отчетено закъснението на превключване ΔT , праговото напрежение на превключване на компаратора е същото като това от (7). Тогава формула (15) се преобразува до:

$$\frac{R_1}{R_2} V_2 + \frac{V_2}{R_x C} \Delta T - 2 \frac{R}{R_x} V_2 - \frac{V_2}{R_x C} T1'' = -\frac{R_1}{R_2} V_2 - \frac{V_2}{R_x C} \Delta T \quad (16)$$

$$T1'' = 2C \frac{R_1}{R_2} R_x + 2\Delta T - 2RC \quad (17)$$

Аналогично за $T2''$ се извежда:

$$T2'' = 2C \frac{R_1}{R_2} R_x + 2\Delta T - 2RC \quad (18)$$

От (17) и (18) се вижда, че компенсация на грешката от закъснението на превключване на компаратора може да се осъществи при следното съотношение:

$$R = \frac{\Delta T}{C} \quad (19)$$

При спазване на (19), за изходния период T'' се извежда:

$$T'' = T1'' + T2'' = 4C \frac{R_1}{R_2} R_x \Rightarrow T'' = T \quad (20)$$

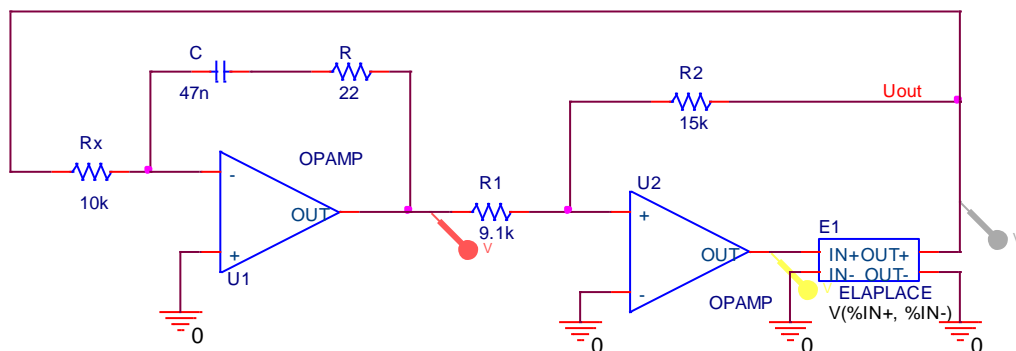
От (20) се вижда, че формулата на преобразуване на схемата от *Фиг.3* съвпада напълно с тази от схемата на *Фиг.1*. Следователно, при спазване на условие (20) се осъществява пълна компенсация на грешката дължаща се на закъснението на превключване на компаратора.

Трябва да се има предвид, че новото схемно решение може да осъществява едновременно и компенсация на инерционността на интегратора. По този начин допълнителният резистор R може да компенсира цялата динамична грешка на преобразувателя от *Фиг.1*.

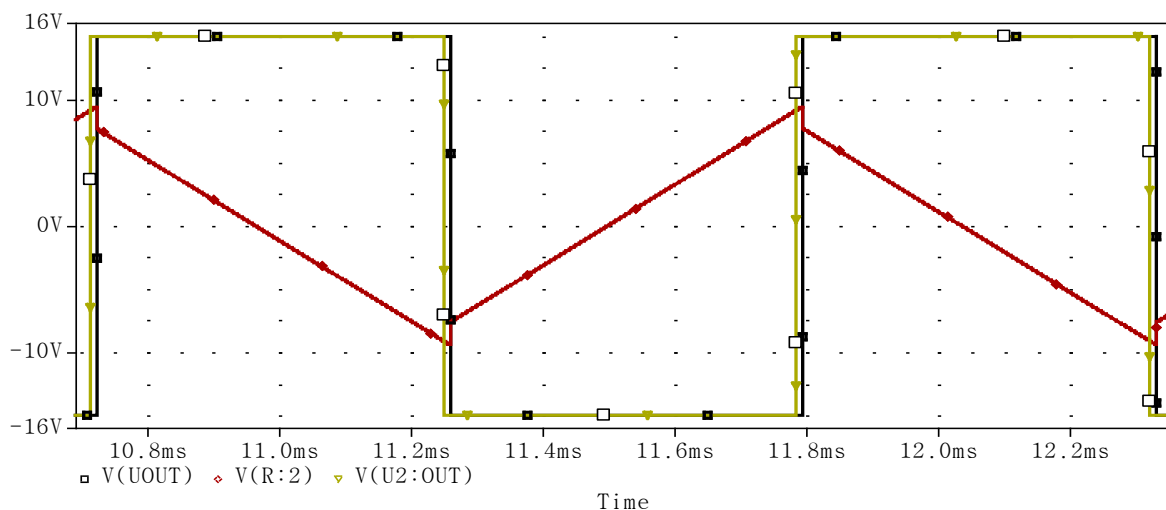
Симуляционни и експериментални изследвания

За потвърждение на направения анализ са проведени симуляционни изследвания в средата OrCAD PSpice. Схемата, използвана за симулациите, е показана на *Фиг.4*. Стойностите на компонентите при симулацията са като тези, означени на фигурата. Тъй като при реалните операционни усилватели не може да се избира закъснението на превключване, а и в повечето случаи този параметър не се дава в документацията им, при симуляционния анализ са използвани идеални операционни усилватели. За оценка на влиянието на закъснението на превключване на компаратора е използван елемента ELAPLACE, който представлява блок за трансформация на Лаплас, с който се задава чисто закъснение към изхода на преобразувателя. При симуляционните изследвания е зададено закъснение $\Delta T = 10 \mu s$. При тези условия времедиаграмите на работа на преобразувателя, съответстващи на напреженията от *Фиг.4*, са показани на *Фиг.5*.

Проведените симуляционни изследвания напълно потвърждават анализа, направен по-горе. Времедиаграмите на напреженията съвпадат с очакваните. При задаване на $R = \Delta T / C$, изходният период става равен на периода в изхода на преобразувателя, определен по уравнения (1).



Фиг.4 Схема на симулирания преобразувател



Фиг.5 Времедиаграми на симулирания преобразувател

За пълно потвърждение на правилната работа на преобразувателя от Фиг.3 са проведени и експериментални изследвания. Стойностите на компонентите са подбрани както е показано на Фиг.4. За операционни усилватели са избрани TL082, като те са захранени с $\pm 12V$. Получените резултати са показани в Таблица 1 и Таблица 2. В първата таблица са показани резултатите, без да е добавен резистора R . В колона 1 е показана проводимостта Y_x , изменяща се в диапазона $0,1ms$ до $1ms$. В колона 2 са показани получените експериментални стойности за изходната честота f . В Колона 3 са изчислени съответните точки от линеаризиращата права f_{lin} , прекарана между първата и последната точки на изходната честота f . В колона 4 е изчислена приведената грешка от нелинейност:

$$\gamma = \frac{f - f_{lin}}{f_{max} - f_{min}} 100\% \quad (21)$$

В Таблица 2 са показани същите експериментални резултати, но при добавен резистор $R=33\Omega$. На Фиг.6 са показани графично двете получените чрез кубична интерполация, приведени към обхвата на изходната честота, грешки от нелинейност.

1	2	3	4
Y_x [ms]	f [kHz]	f_{lin} [kHz]	γ [%]
0.1	0.8582	0.8582	0.00
0.2	1.6641	1.6444	0.28
0.3	2.476	2.4307	0.64
0.4	3.2871	3.2169	0.99
0.5	4.0875	4.0031	1.19
0.6	4.8576	4.7894	0.96
0.7	5.641	5.5756	0.92
0.8	6.4166	6.3618	0.77
0.9	7.1862	7.1481	0.54
1	7.9343	7.9343	0.00

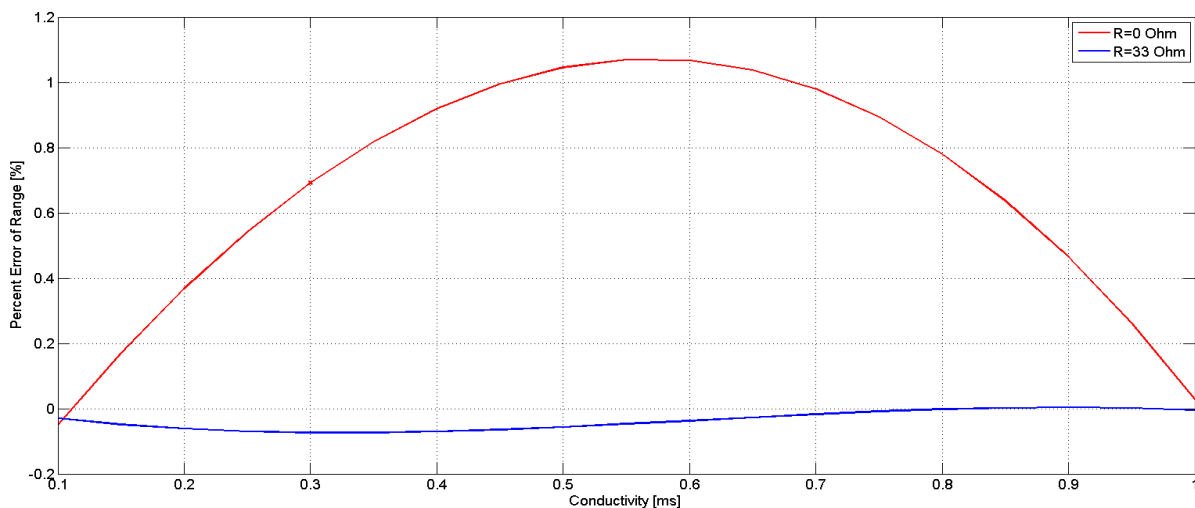
Табл.1 Експериментални резултати без корекция

1	2	3	4
Y_x [ms]	f [kHz]	f_{lin} [kHz]	γ [%]
0.1	0.86315	0.8632	0.00
0.2	1.6889	1.6967	-0.10
0.3	2.5223	2.5303	-0.11
0.4	3.3596	3.3638	-0.06
0.5	4.1995	4.1974	0.03
0.6	5.0262	5.0310	-0.06
0.7	5.8609	5.8645	-0.05
0.8	6.6971	6.6981	-0.01
0.9	7.5321	7.5316	0.01
1	8.3652	8.3652	0.00

Табл.2 Експериментални резултати с добавена корекция $R=33\Omega$

Тъй като числена стойност на закъснението на компаратора не е посочена в документацията на операционните усилватели, за намиране на стойността на компенсиращия резистор бе използван симулационния модел на *TL082*, откъдето се установи, че неговото закъснение на превключване е $1,5\mu s$.

От приведените резултати се вижда, че предложеното схемно решение компенсира до голяма степен динамичната грешка на преобразувателя. Получената след корекцията грешка от нелинейност е пренебрежимо малка.



Фиг.6 Грешки от нелинейност, получени при експерименталните изследвания

Заклучение

В работата е направен пълен динамичен анализ на преобразувател с разгъващо преобразуване. Изведени са изразите на грешките, като са приложени коментари и са дадени оценки на влиянието им върху точността на преобразувателя. Пояснено е, че в определени случаи влиянието на динамичните грешки на преобразувателя се оказва недопустимо. Предложено е схемно решение, с корекция на динамичната грешка, за което е изведено уравнението на преобразуване, както и условието за компенсиране на

динамичната грешка. За потвърждение на анализа са приведени симулационни и експериментални изследвания, които потвърждават направените анализи. Предложената компенсация на динамичната грешка при този преобразувател е приложима и за други сходни преобразуватели с разгъващо преобразуване.

Литература

- [1] Шахов Э.К., Михотин В.Д.. Интегрирующие развертывающие преобразователи напряжения. М., Энергоатомиздат, 1986.
- [2] Гигов, Х., Янков, И., Бекяров, Л.. Измервания в електрониката. 2003, ТУ-Варна, ISBN-954-20-0224-6.
- [3] Станчев, И.. Електронни аналогови измервателни уреди. 1989, Техника.
- [4] Юдов, Д.. Аналогова схемотехника. 2010, БСУ, ISBN-954-90077-9-1.
- [5] Гутников, В.. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л., "Энергоатомиздат", 1988, ISBN 5-283-04375-4.
- [6] Гигов, Х.. Изследване на възможностите за усъвършенстване на аналого-честотните интегриращи измервателни преобразуватели. Дисертация за присъждане на научна степен „к.т.н.“, 1983, Варна.
- [7] Clayton, G., Winder, S.. Operational Amplifiers, 5th Edition. Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, 2003, Elsevier Inc. ISBN 07506 5914 9.
- [8] Гигов, Х., Недев, Н.. Метод с честотна модулация за преобразуване на проводимостта на водни разтвори. Доклад на Научна сесия на ТУ-Варна. Варна, октомври 2001г.
- [9] Mochizuki, K., Watanabe, K.. A High-Resolution Linear Resistance-to-Frequency Converter. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol.45, NO.3, June 1996.
- [10] Ferrari, V., Ghidini, C., Marioli, D., Taroni, A... Oscillator-Based Signal Conditioning with Improved Linearity for Resistive Sensors. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol.47, NO.1, February 1998.