



ІНСТИТУТ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ

**«МОДЕЛЮВАННЯ ПРЕЦИЗІЙНИХ ЗАСОБІВ
ВІДТВОРЕННЯ РЕЖИМНИХ
ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОМЕРЕЖІ»**

Р.М. МОРОЗ, канд.техн.наук,
науковий співробітник відділу електричних і магнітних вимірювань



Проблеми в метрологічних установках та генераторах

Підвищення енергетичної безпеки України, покращення якості електричної енергії (ЕЕ) та підвищення точності її обліку є Енергетичною стратегією України на період до 2035 року.

Технічне оновлення галузі має супроводжуватись як одночасним переглядом чинних, впровадженням нових нормативних документів, адаптації нормативно правової бази енергетики України до міжнародних стандартів так і забезпеченням сучасними метрологічними засобами. Одну з вирішальних ролей відіграє автоматизація обліку електричної енергії з контролем показників якості електроенергії (ПЯЕ) та метрологічні прецизійні засоби відтворення параметрів сигналів електромережі.

Наразі загальний стан електроенергетики визначається тим, що більшість метрологічного обладнання (МО) введено в дію в кінці 90-х років минулого сторіччя чи на початку нинішнього. Також експлуатується і більш застаріле обладнання. Назріла нагальна потреба в розробці та виготовленні вітчизняних МЗ відтворення нормованих значень потужності ЕЕ та ПЯЕ.

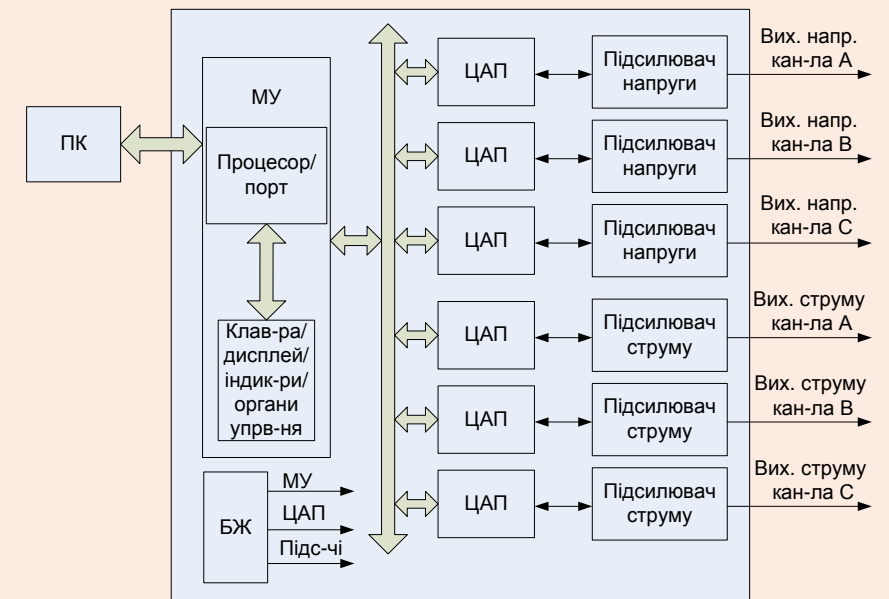
Не всі метрологічні засоби відповідають вимогам сучасних стандартів і мають низку недоліків:

- недостатня точність відтворення параметрів електроенергії,
- значний рівень несинусоїдальності відтворених сигналів,
- не забезпечуються метрологічні характеристики на нелінійному навантаженні,
- недостатні функціональні можливості,
- низький рівень або відсутність автоматизації,
- значні габарити та маса,
- надзвичайно високі ціни обладнання.



Структура та основні метрологічні характеристики прецизійних генераторів

Характеристики	Генератори							
	6100A Fluke Нідерланди	MTS 301 «Zera», Німеччина	SPE 120.3 «МТЕ», Швейцарія	C300B «Calmet», Польща	4500Fх «California Instruments», США	Энергоформа 3.3 ТОВ НПП «Марсэнерго», РФ	Ресурс-К2 ТОВ „НПП Енерготехни ка”, РФ	ЦУ6804М ЗАТ «Енерго- мера» РФ
Діюче значення фазної напруги U_I , В і межі основної допустимої похибки, %	1 - 1008 ±0,01	0 - 320 ±0,01	30 - 300 ±0,05	0,5 - 560 ±0,05	0 - 270 ±0,02	20 - 240 ±2	1 - 316,8 ±(0,05+0,01· ($U_{ном}$)/ U_I - 1)) $U_{ном}$ =100 або 220	20 - 288 ±0.33 В
Діюче значення сили змінного струму I_I , А і межі основної допустимої похибки, %	0,01 - 80 ±0,01	0,001 - 120 ±0,01	0,001 - 200 ±0,05	0,005 - 120 ±0,05	0,02 - 200 ±0,05	0,05 - 7 ±2	0,001 - 7,5 ±(0,05+0,01· ($I_{ном}$ / I_I - 1)) $I_{ном}$ =1 або 5 А	0,001 - 10 ±0,11
Нестабільність напруги/струму за хвилину, %	немає даних	немає даних	±0,025	немає даних	±0,04 В/ ±0,05 % за 24 год.	0,03	немає даних / немає даних	±0,01/±0,1
КСС напруги K_U / струму K_I , % (вид навантаження)	0,1/0,316 (на лінійному опорі)	0,5 (на лінійному опорі)	0,5 (на лінійному опорі)	0,5 (немає даних)	< 1/ < 1.5 (на лінійному опорі)	1 (на лінійному опорі)	0,01/0.05 (немає даних)	> 1 (немає даних)
Частота основної гармоніки f , Гц	16 - 85	40 - 70	45 - 65	45 - 70	47 - 66	45,7 - 55	45 - 65	47,5 - 63
Кількість гармонік, n	2 - 100	2 - 10	2 - 20	2 - 31	1	2 - 40	2 - 40	1
Максимальна вихідна потужність ПН $P_{U_{max}}$ /ПС $P_{I_{max}}$, В·А	50/160	30/200	600/600	35/60	1500/1500	10/5	15/14	20/15
Застосовані підсилювачі напруги/ струму	немає даних	немає даних	Підсилювачі із ШІМ	немає даних	Підсилювачі ШІМ з трансформаторами	Високовольтний ОП/ низьковольтний ОП	Аналогові підсилювачі із трансформаторним виходом	Підсилювачі із ШІМ і трансформаторним виходом
Маса ГК, кг.	30	80	100	34	75	12	35	40
Ціна, млн. грн.	≈ 4,2	≈ 15	≈ 9	≈ 3	≈ 7,2	-	-	-



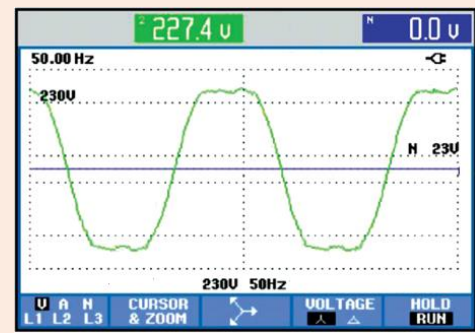
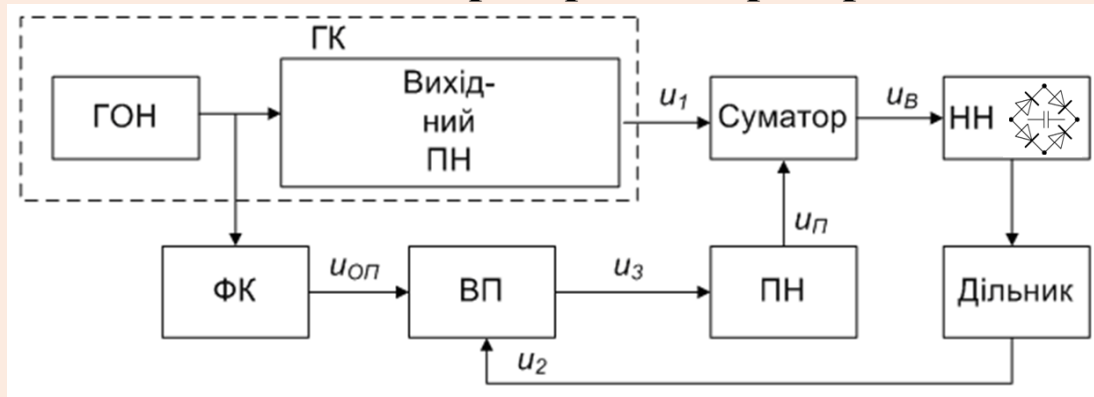
МУ – модуль управління

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач

БЖ – блок живлення

Узагальнена структура генератора-калібратора

Принцип усунення спотворень змінної напруги вихідного підсилювача генератора-калібратора від нелінійного навантаження



Спотворення вихідної напруги спричиненого НН

- ГК – генератор калібратор
- ГОН – генератор опорної напруги
- НН – нелінійне навантаження (кола живлення)
- ВП – віднімальний пристрій
- ПН – підсилювач напруги
- ФК – фазовий коректор

Математична модель коректуючого пристрою

Напруга на виході ГК

$$u_1 = \sum_{k=1}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k})$$

Напруга на виході дільника

$$u_2 = \sum_{k=1}^{\infty} U_{2k} \sin(k\omega t + \varphi_{2k}) = K_D u_1 = K_D \sum_{k=1}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k})$$

Опорна напруга на виході ФК

$$u_o = U_{оп} \sin(\omega t + \varphi_o)$$

За умовами роботи схеми КП

Напруга на виході віднімального пристрою

$$U_{оп} = U_{21} = K_D U_{11} \quad \varphi_o = \varphi_{21}$$

Напруга на виході віднімального пристрою

$$u_3 = u_2 - u_o = \sum_{k=2}^{\infty} U_{2k} \sin(k\omega t + \varphi_{2k}) = K_D \sum_{k=2}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k})$$

Напруга на виході підсилювача напруги

$$u_{\Pi} = -u_3 K_{\Pi} = -K_{\Pi} K_D \sum_{k=2}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k})$$

Напруга на виході суматора

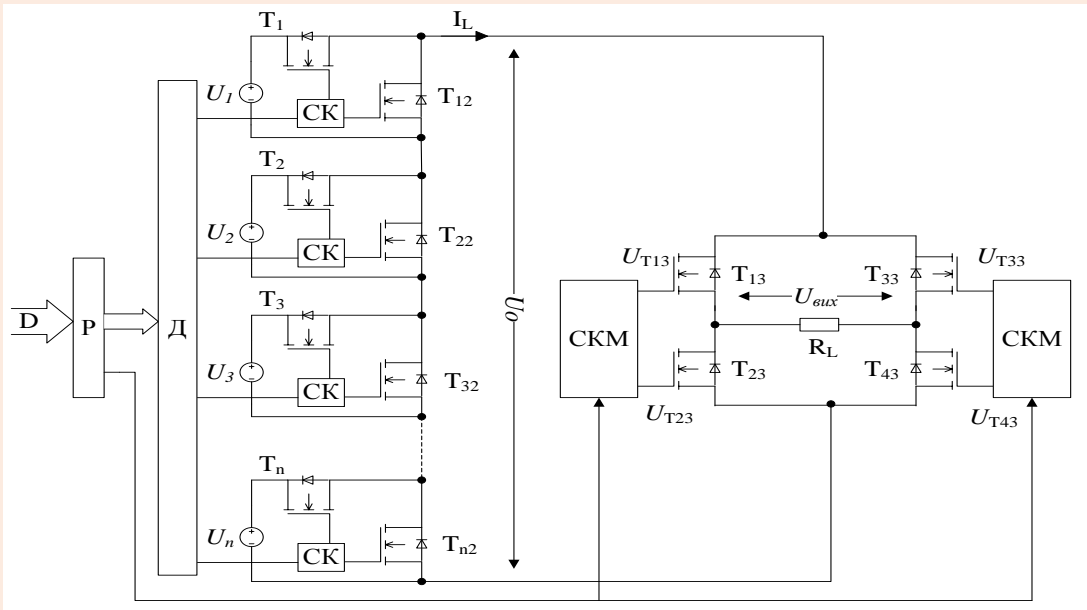
$$u_B = u_1 + u_{\Pi} = \sum_{k=1}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k}) - K_C K_{\Pi} K_D \sum_{k=2}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k})$$

K_C вибирається з умови $K_C = 1/(K_{\Pi} K_D)$

На виході суматора лишається тільки основна (1-ша) гармоніка напруги

$$u_B = U_{11} \sin(\omega t + \varphi_{11})$$

(ВЦАП)



- СК - схема комутації, СКМ - схема комутації мосту
- D – цифровий код, Д – дешифратор, P – регістр
- U_1, U_i, U_n - джерела стабільної постійної напруги
- $T_{12} - T_{n2}$ – транзистори пропускні
- $T_1 - T_n$ – транзистори підключення джерел

Напруга джерел:

$$U_1 = \frac{U_{o\max}}{2^n - 1} \quad U_i = 2 \cdot U_{i-1} \text{ В} \quad U_n = U_1 2^{n-1}$$

Вихідна напруга U_o :

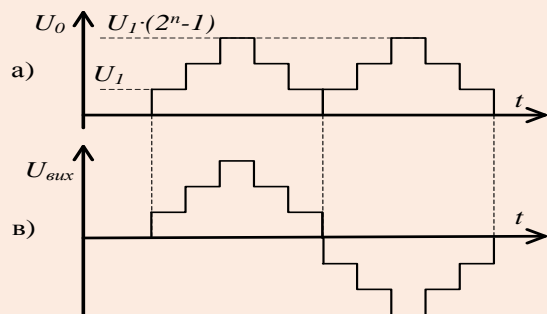
$$U_o = U_1 \sum_{i=1}^n A_i 2^{i-1} = U_1 (A_1 2^0 + A_2 2^1 + \dots + A_n 2^{n-1}) = U_1 D$$

Напруга на навантаженні $U_{\text{вих}}$:

$$U_{\text{вих}}(t) = U_1 D(t)$$

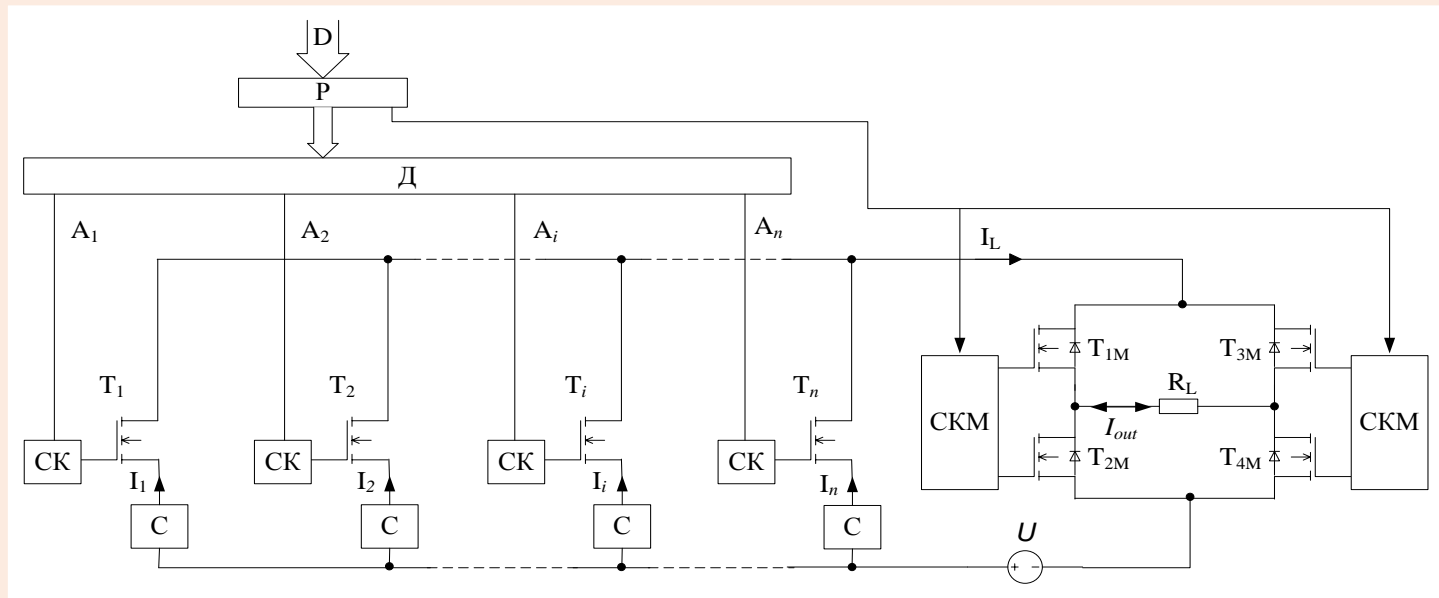
- Максимальна вихідна напруга: $U_1 \cdot (2^n - 1)$ В.
- Роздільна здатність : U_1 В.
- Виключено падіння напруги на діодах U_d
- Усунуто обмеження точності вихідної напруги $U_1 > U_d \cdot (N - 1)$ В.
- Виключено вплив нелінійного опору діодів на сигнал .

Структурна схема ВЦАП

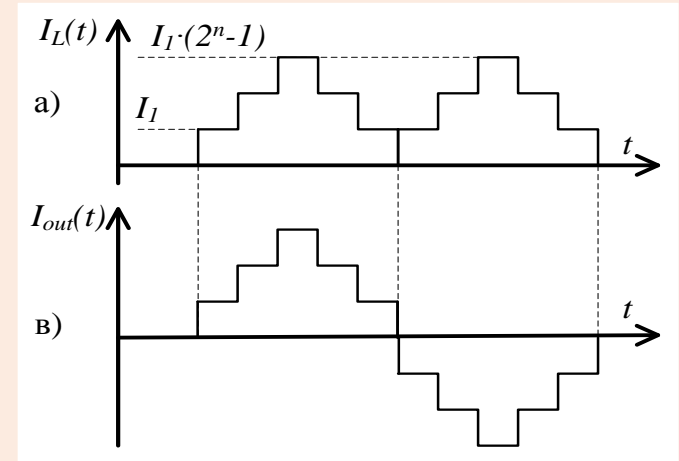


Формування вихідного сигналу ВЦАП

Вихідним сигналом в нього є струм в десятки ампер, отриманий прямим синтезом.



С – стабілізатор струму, СК – схема комутації, СКМ - схема комутації мосту
 A1, Ai, An - розряди цифрового коду D, P – регістр, Д - дешифратор



Формування вихідного сигналу ЦАПВС

Для двійкового вхідного коду D формула вихідного струму I_L буде:

$$I_L = I_1 \sum_{i=1}^n A_i 2^{i-1} = I_1 (A_1 2^0 + A_2 2^1 + \dots + A_n 2^{n-1}) = I_1 D$$

$I_i = 2 \cdot I_{i-1}$ - значення струму i -го стабілізатора струму

$I_1 = \frac{I_{o \max}}{2^n - 1}$ - значення струму молодшого розряду

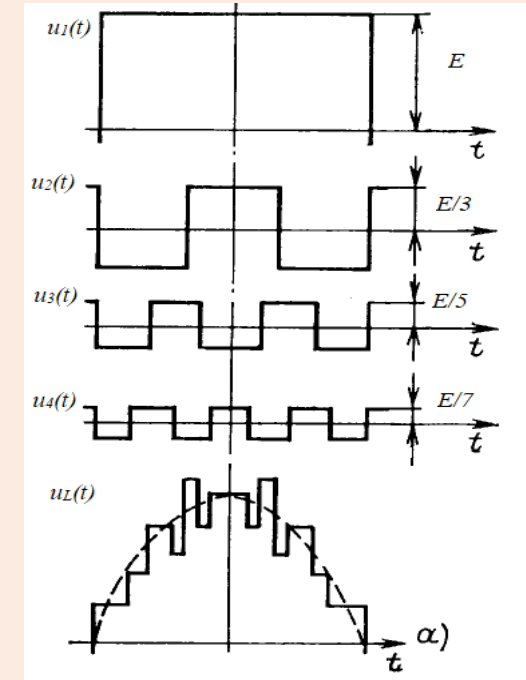
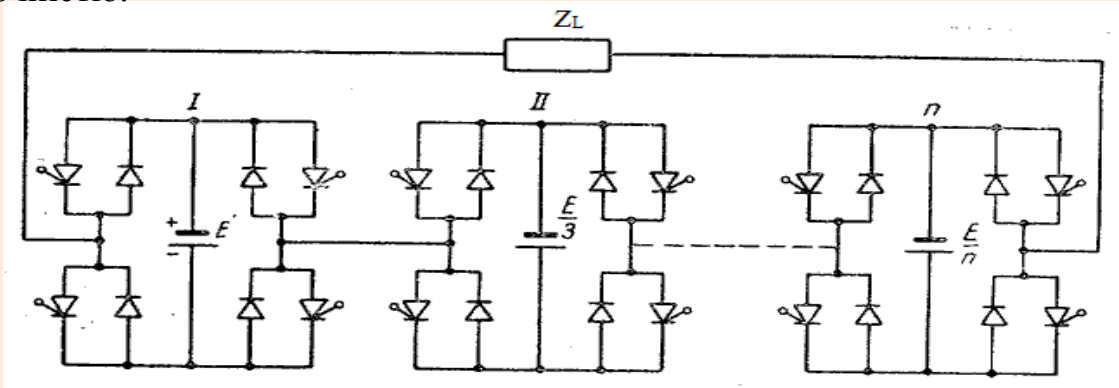
$I_n = I_1 2^{n-1}$ - значення струму старшого розряду

$I_{o \max}$ - необхідне найбільше значення амплітуди вихідного струму ЦАПВС

Вихідний струм в навантаженні: $I_L(t) = I_1 D(t)$

Моделювання процесу формування синусоїди із сигналів прямокутної форми на основі принципу суперпозиції (ПС)

- Основний інвертор (I) дає прямокутну напругу амплітудою E і частотою f , а додаткові (II, n) - прямокутні напруги з амплітудами $E/3, E/5, \dots$, і частотами $3f, 5f, \dots$, тоді складанням цих напруг можливо добитись значного приближення напруги на навантаженні Z_L до синусоїдальній з заданою точністю.



Формування вихідного сигналу

$$u_1(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\omega t}{k}, \quad u_2(t) = \frac{4E}{3\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k3\omega t}{k}, \quad u_3(t) = \frac{4E}{5\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k5\omega t}{k}, \dots$$

$$u_L(t) = \frac{4E}{\pi} \sin \omega t + \frac{4E}{\pi} \sum_{k=3}^{\infty} \frac{\sin k\omega t}{k} - \frac{4E}{3\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k3\omega t}{k} - \frac{4E}{5\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k5\omega t}{k} - \dots$$

$$\omega = 2\pi f \quad K_{gr} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U_{iRMS}^2}}{U_{1RMS}} \cdot 100\%$$

Сигнал за умови суперпозиції 3-х меандрів

$$u_{L3}(t) = \frac{4E}{\pi} \sin \omega t + \frac{4E}{7\pi} \sin 7\omega t + \frac{4E}{11\pi} \sin 11\omega t + \frac{4E}{13\pi} \sin 13\omega t + \frac{4E}{17\pi} \sin 17\omega t \dots$$

$$U_{1RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{4E}{\pi} \sin(\omega t)\right)^2 dt} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E$$

$$U_{2RMS} = \frac{2\sqrt{2}}{7\pi} E$$

$$U_{3RMS} = \frac{2\sqrt{2}}{11\pi} E$$

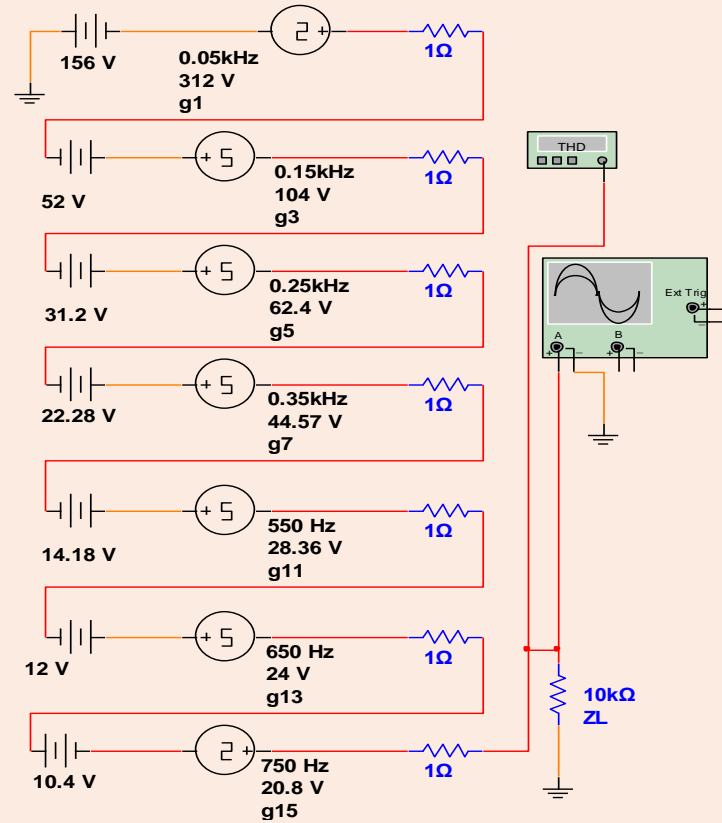
$$U_{4RMS} = \frac{2\sqrt{2}}{13\pi} E$$

$$U_{5RMS} = \frac{2\sqrt{2}}{15\pi} E$$

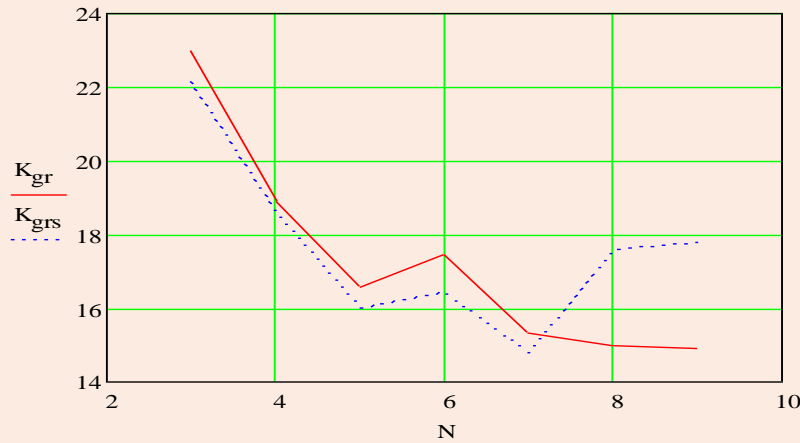
$$K_{gr3} = \frac{\pi \sqrt{8\left(\frac{E}{7\pi}\right)^2 + 8\left(\frac{E}{11\pi}\right)^2 + 8\left(\frac{E}{13\pi}\right)^2 + 8\left(\frac{E}{15\pi}\right)^2 + \dots}}{2\sqrt{2}E} \cdot 100\% = 22.98\%$$



Результати моделювання синусоїдальних сигналів на основі ПС з прямокутних сигналів

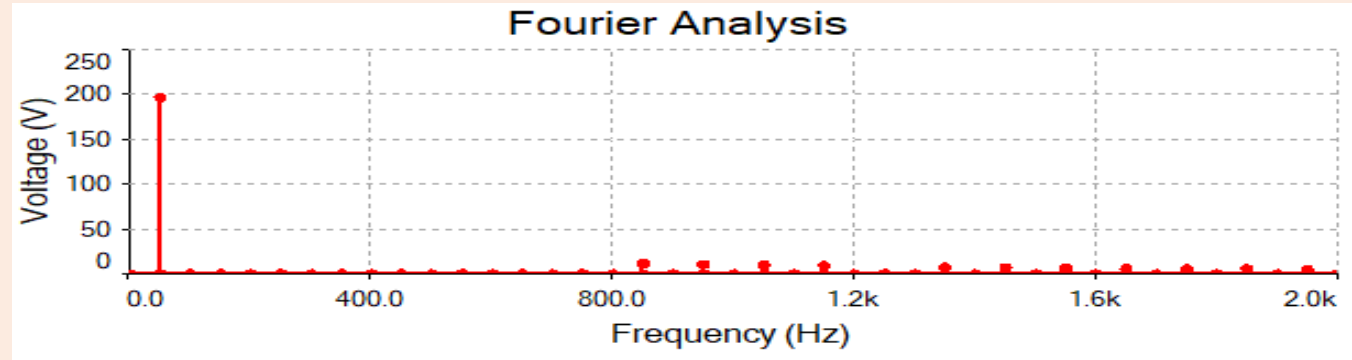
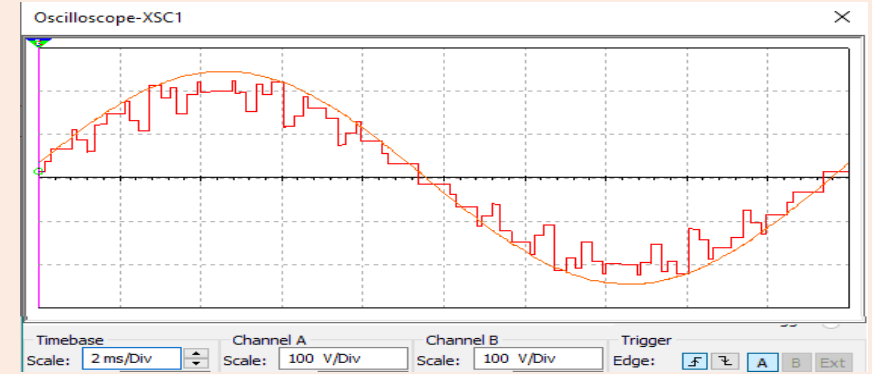


Модель еквівалентної схеми інвертора в NI Multisim



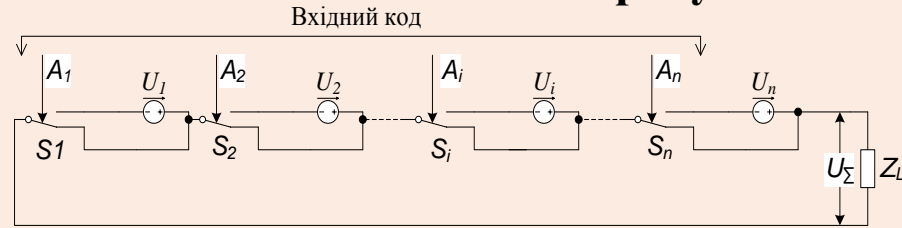
N	Меандри, кратні до основної частоти	K_{gr} , %	K_{grs} , %
3	1,3,5	22,98	22,16
4	1,3,5,7	18,9	18,58
5	1,3,5,7,11	16,57	15,98
6	1,3,5,7,11,13	17,43	16,4
7	1,3,5,7,11,13,15	15,33	14,7
8	1,3,5,7,11,13,15,17	14,9	17,6
9	1,3,5,7,11,13,15,17,19	12,4	19,3

Розрахований K_{gr} і отриманий K_{grs} в схемному симуляторі коефіцієнт гармонік для випадків до 9-ти меандрів

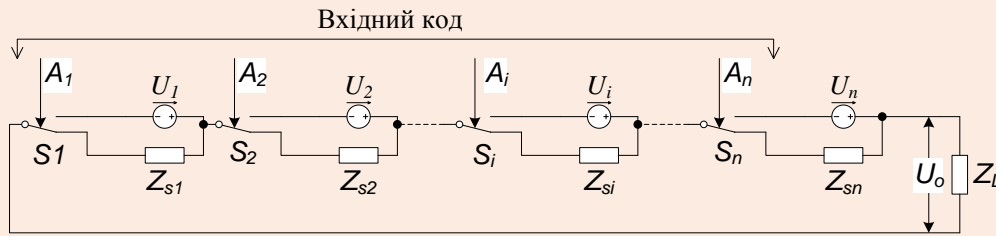




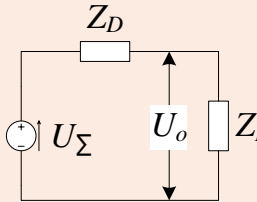
Математична модель ВЦАП для розрахунку спотворень вихідного синусоїдального сигналу з перепускними транзисторними ключами



$$U_{\Sigma} = U_1 \sum_{i=1}^n A_i 2^{i-1} = U_1 (A_1 2^0 + A_2 2^1 + \dots + A_n 2^{n-1}) = U_1 D$$



Структурна схема ВЦАП з імпедансами комутуючих елементів



Еквівалентна схема ВЦАП

$$U_o = U_{\Sigma} \cdot K_D$$

$$Z_D = Z_{s1} \left(N - \sum_{n=0}^{N-1} \delta_1, \left[\frac{D}{2^n} \right] \text{mod}(2) \right)$$

Величина внутрішнього опору

$$K_D = Z_L / (Z_L + Z_D) = 1 / (1 + (Z_D / Z_L)) \quad U_{\Sigma} = U_{o \max} \sin(\omega t)$$

Апроксимуюча функція зміни внутрішнього імпедансу

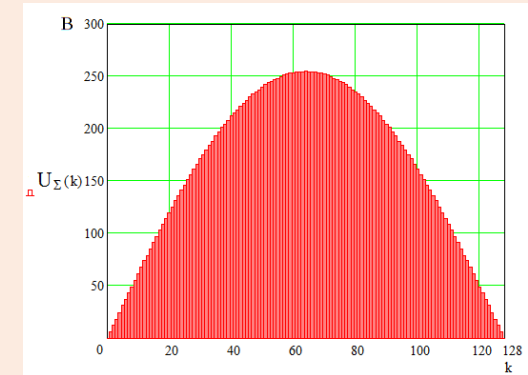
$$Z_{Dap} = Z_{s1} (N - 1) \cdot \left| \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \right| = Z_{s \max} |\cos(\omega t)|$$

$$K_D = 1 - \left(Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)| \right) + \left(Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)| \right)^2 - \left(Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)| \right)^3 + \dots$$

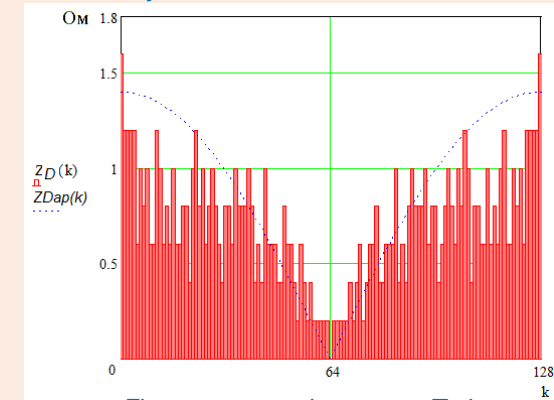
$$U_o = U_{o \max} \sin(\omega t) - U_{o \max} \sin(\omega t) \left(Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)| \right) + U_{o \max} \sin(\omega t) \left(Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)| \right)^2 - U_{o \max} \sin(\omega t) \left(Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)| \right)^3 + \dots$$

Спотворення вихідного сигналу ВЦАП з транзисторними ключами

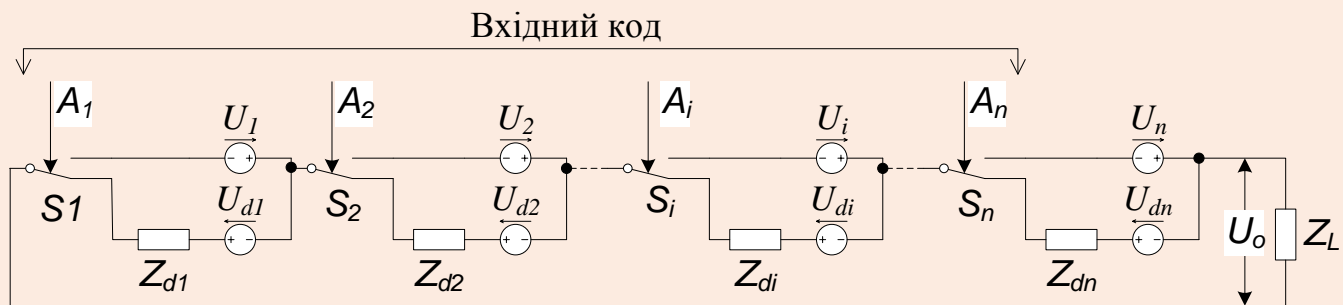
$$K_{gr} = 0,125 Z_{s \max}^* \sqrt{\left(512 + 256 Z_{s \max}^{*2} + 160 Z_{s \max}^{*4} + 112 Z_{s \max}^{*6} + 84 Z_{s \max}^{*8} + 66 Z_{s \max}^{*10} \right) / 32} \cdot 100\%$$



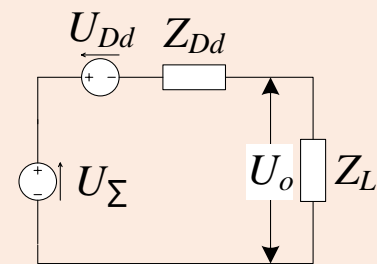
Зміна вихідного сигналу по коду управління за синусоїдальним законом



Гістограма зміни опору ZD і апроксимуючий графік ZDap



Структурна схема ВЦАП з урахуванням властивостей перепускних діодів



Еквівалентна схема ВЦАП з діодами

Функцію апроксимації, яка описує вихідний імпеданс $U_{Dd} = U_{d1} \left(N - \sum_{n=0}^{N-1} \delta_1, \left[\frac{D}{2^n} \right] \text{mod}(2) \right)$

$$Z_{Ddap} = Z_{d1} (N - 1) \cdot \left| \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \right| = Z_{d \max} |\cos(\omega t)| \quad U_{Ddap} = U_{d1} (N - 1) \cdot \left| \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \right| = U_{d \max} |\cos(\omega t)|$$

Формула вихідного сигналу ВЦАП з діодами

$$U_o = \left(U_{o \max} \sin(\omega t) - U_{d \max} |\cos(\omega t)| \right) \left[1 - \left(Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)| \right) + \left(Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)| \right)^2 - \left(Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)| \right)^3 \dots \right]$$

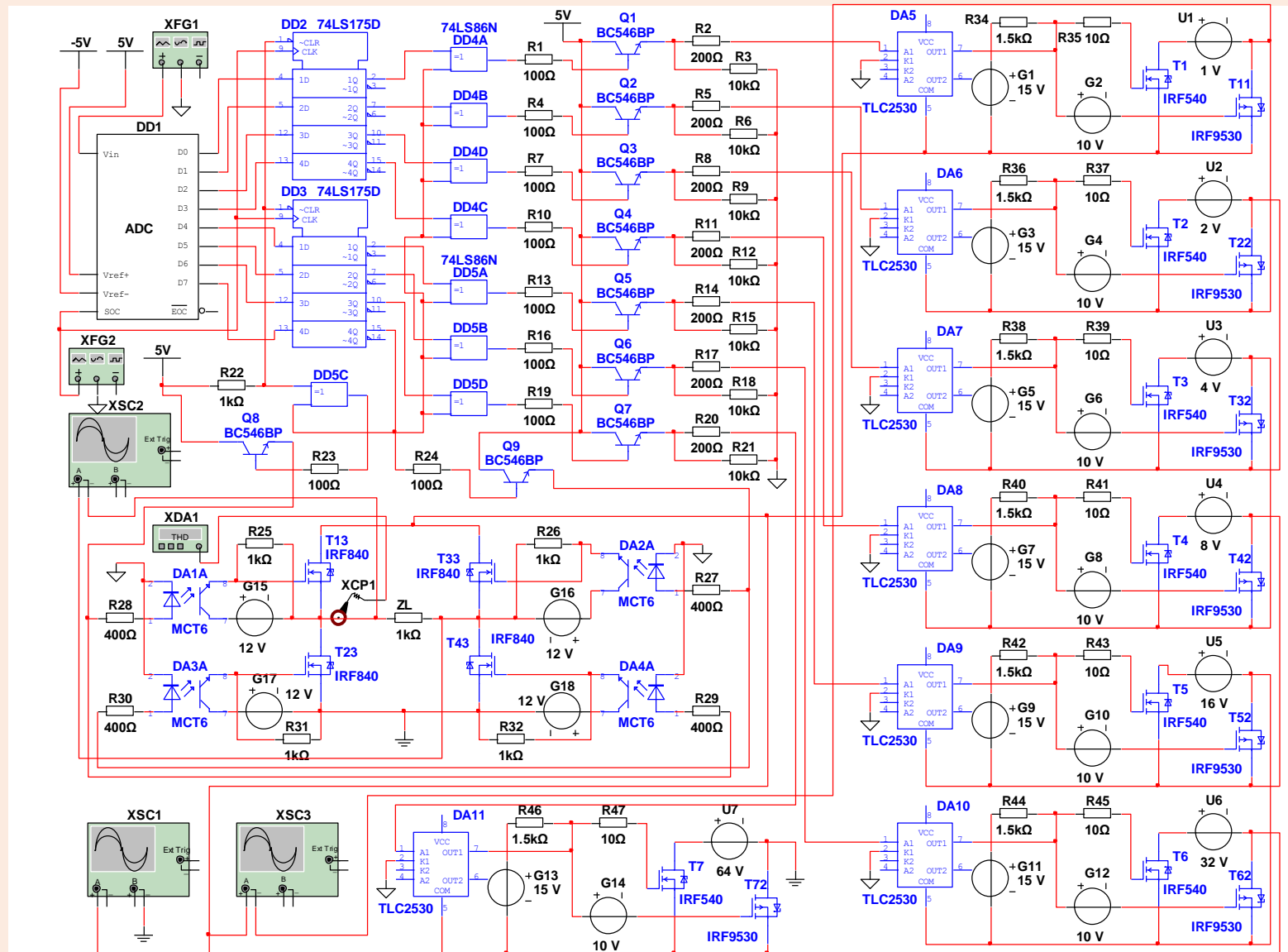
Математичну модель спотворень вихідного сигналу ВЦАП з діодами

$$K_{gr} = 0,125 \sqrt{\left(512 + 256 Z_{s \max}^*{}^2 + 160 Z_{s \max}^*{}^4 + 112 Z_{s \max}^*{}^6 + 84 Z_{s \max}^*{}^8 + 66 Z_{s \max}^*{}^{10} \right) Z_{s \max}^*{}^2 / 32 - \left(2048 + 24 Z_{d \max}^*{}^4 + 1280 Z_{d \max}^*{}^6 + 1120 Z_{d \max}^*{}^8 + 1008 Z_{d \max}^*{}^{10} + 924 Z_{d \max}^*{}^{12} + 858 Z_{d \max}^*{}^{14} \right) \times \left(\frac{U_{d \max}}{4 U_{o \max}} \right)^2} \cdot 100\%$$

Транзисторна схема комутації забезпечує в $\Delta = K_{grd}/K_{gr} \approx 16$ раз менші спотворення вихідного сигналу.

Комп'ютерна модель вимірювального підсилювача потужності на основі високовольтного цифро-аналогового перетворювача

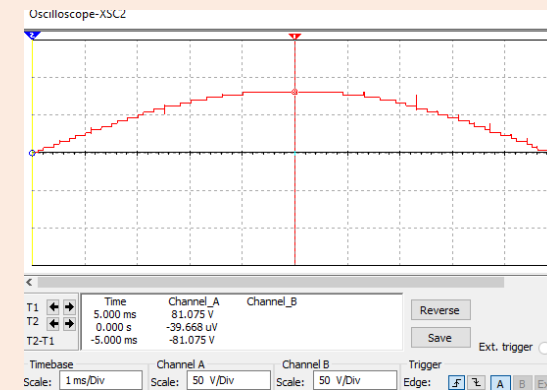
- Схемотехнічна модель ВЦАП з включеними в її кола віртуальними вимірювальними приладами та датчиками в операційному середовищі NI Multisim



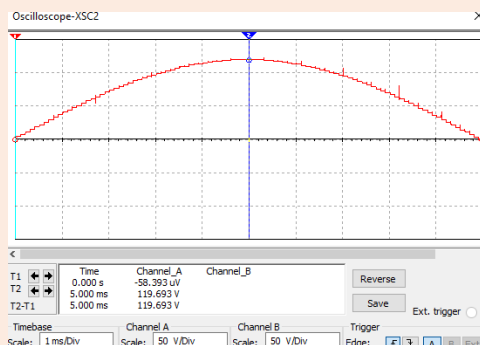
Результати моделювання вимірювального підсилювача потужності на основі ВЦАП за допомогою комп'ютерної моделі

$U_0, \text{В}$	$K_{gr}, \%$			
	5	5(зразок)	6	7
Дискретність ВЦАП	5	5(зразок)	6	7
$1,47U_{вих} = 119,65$	1,41	1,41	0,78	0,56
Ном. значення: 81,36	2,11	2,18	1,32	0,71
-20% ном. знач.: 65,08	3,62	3,70	2,1	0,85

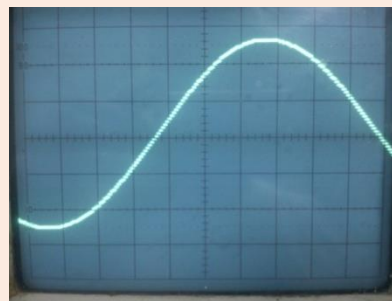
Рівень спотворень вихідного сигналу U_0 в залежності від дискретності ВЦАП



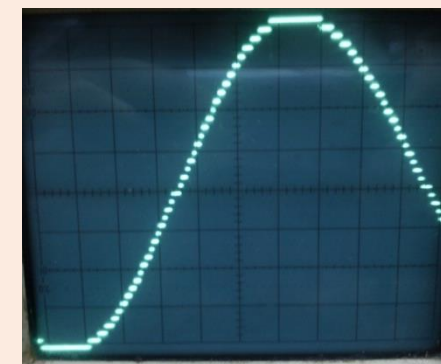
а)



а)



б)



б)



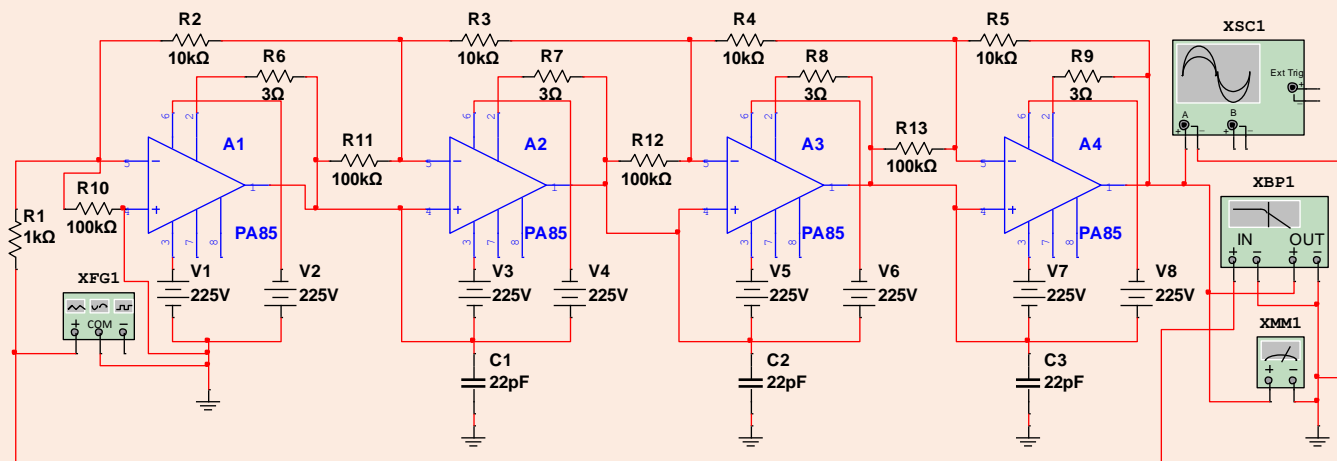
в)

Осцилограма вихідного сигналу ВЦАП на сім дискрет змодельована (а), знята з експериментального зразка (б) і його спектр (в)

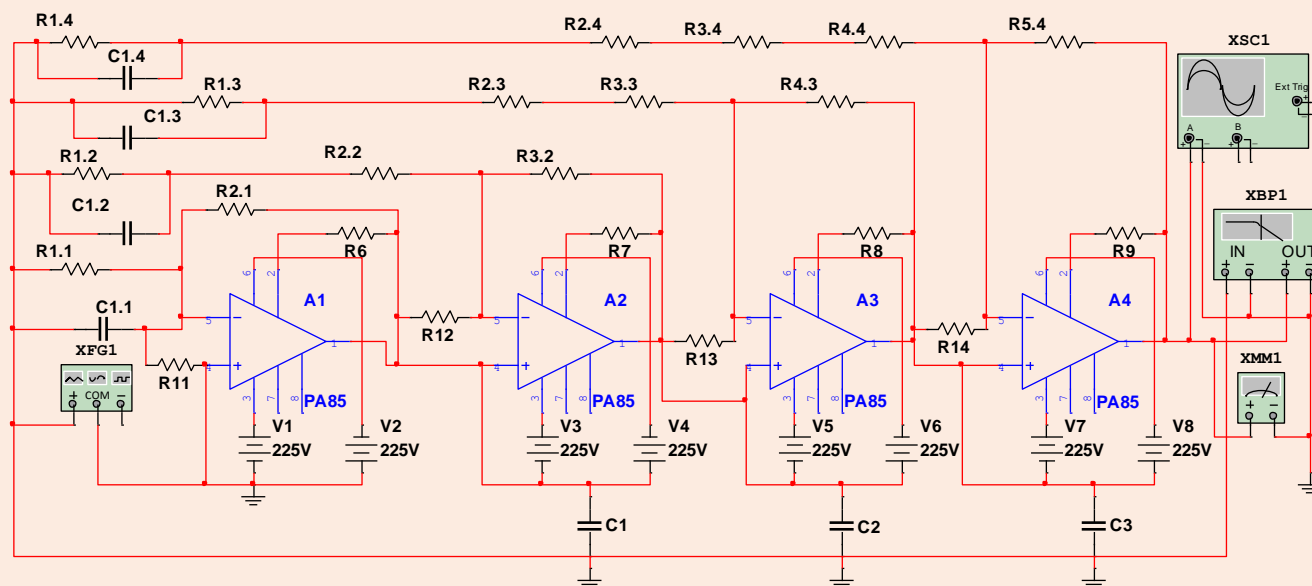


в)

Осцилограма вихідного сигналу ВЦАП на п'ять дискрет змодельована (а), знята з експериментального зразка (б) і його спектр (в)



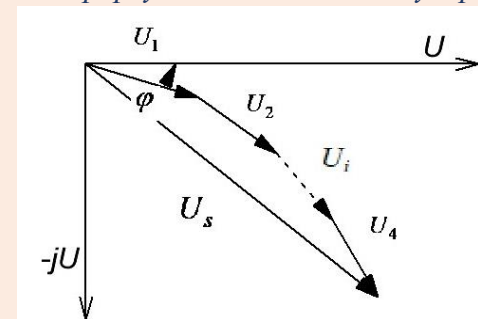
1. Схема ПАВОПВЖ з взаємозалежними зворотними зв'язками



2. Схема ПАВОПВЖ з незалежними зворотними зв'язками для кожного з віртуально включеного ОП

№	C _ф пФ	φ, ɸ	
		41,7 кГц	400 кГц
1	0	179,746	177,559
2	10	179,897	179,009
3	15	179,953	179,730
4	18	179,983	179,837
5	20	179,953	Збудження

1. Вплив форсуючої ємності на зсув фази



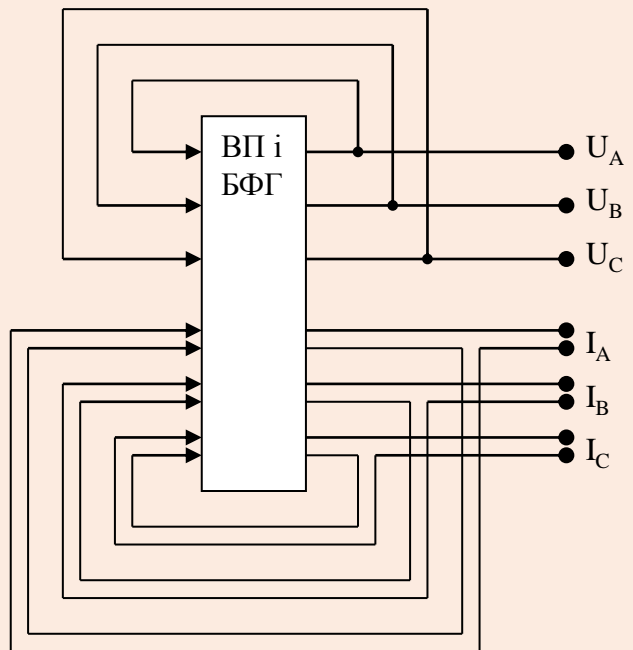
Зміна напрямку вектора вихідної напруги U_s ПАВОПВЖ по відношенню до вектора вхідної напруги.

№	C1.i, пФ	φ, ɸ	
		41,75 кГц	400 кГц
1	без	179,637	176,500
2	10	179,787	177,956
3	20	179,937	179,397
4	22	179,998	179,973
5	25	спотворення сигналу	

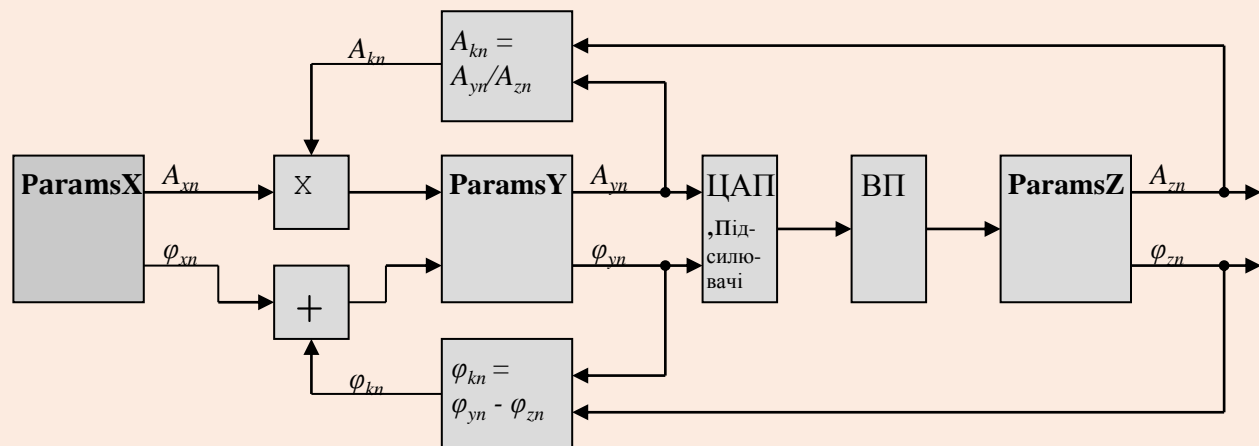
2. Вплив форсуючої ємності на зсув фази



Принципи функціонування спеціалізованого багатозафазного калібрувача (БФК) напруг і струмів на основі методу відтворення режимних параметрів електроенергії



Структурна схема корекції в БФК



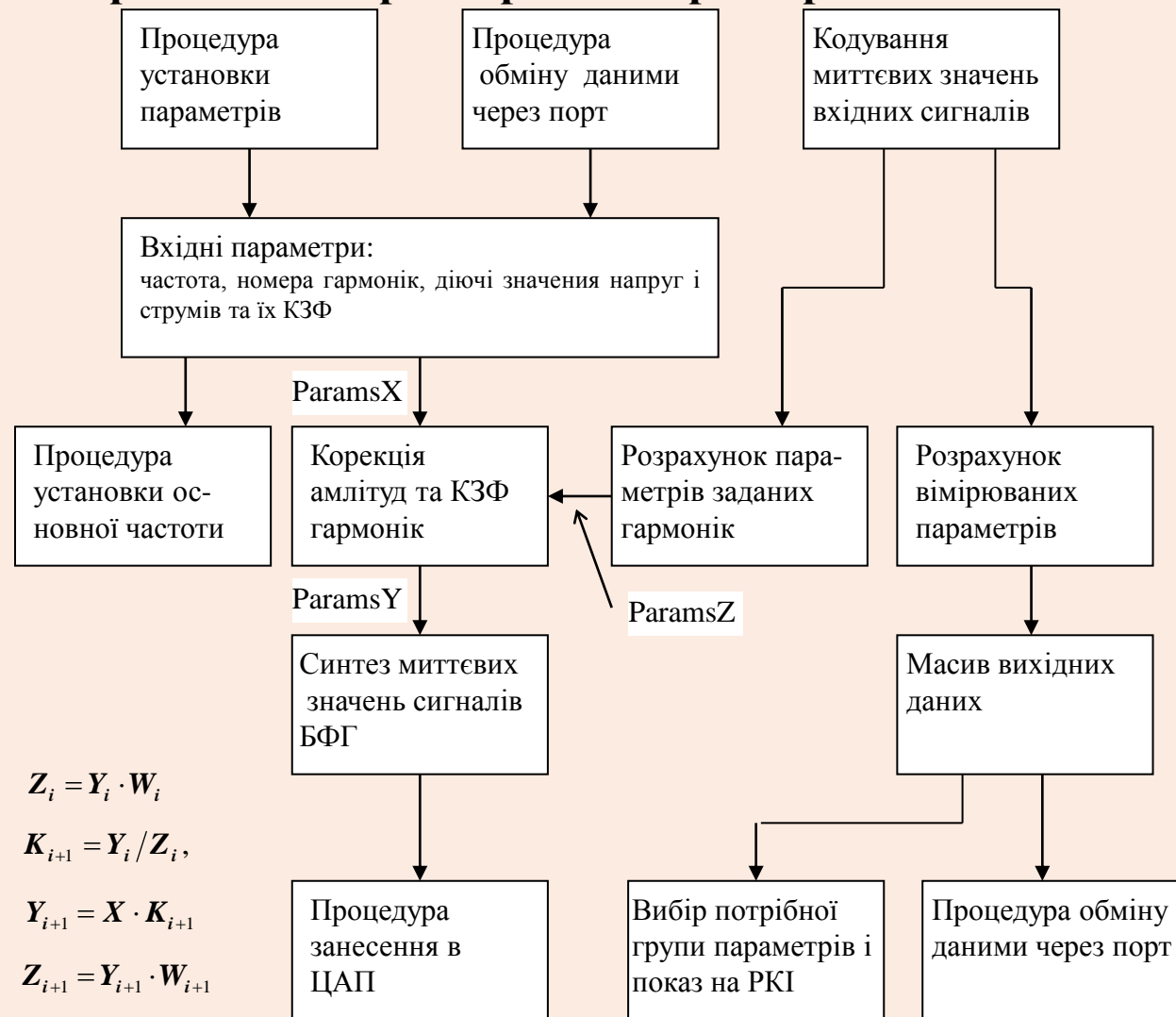
$$Z_i = Y_i \cdot W_i$$

$$K_{i+1} = Y_i / Z_i$$

$$Y_{i+1} = X \cdot K_{i+1}$$

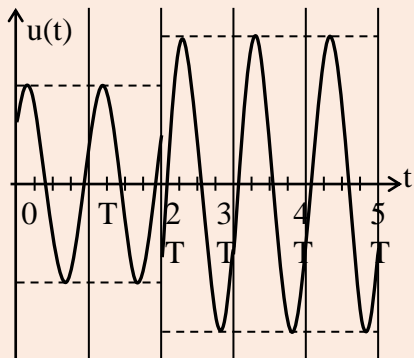
$$Z_{i+1} = Y_{i+1} \cdot W_{i+1}$$

$$Z_{i+1} = X \cdot W_{i+1} / W_i$$



Блок схема алгоритму функціонування БФК

Еквівалентна схема корекції n -ої гармоніки та модель вихідного сигналу в одному з каналів БФК після завершення $(i+1)$ циклу корекції



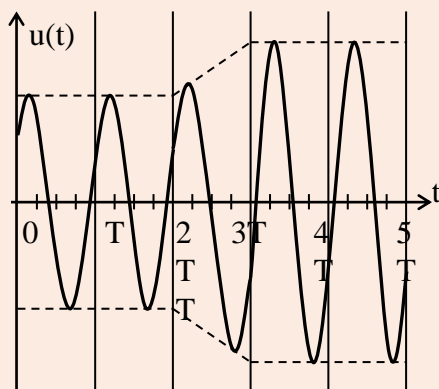
Графік одного з вихідних сигналів (задається тільки перша гармоніка) без апроксимації обвідної

Модель вихідного сигнала калібратора на основі принципу завдання миттєвих значень сигналів із згладженими обвідними за допомогою базисних сплайнів першого порядку k -ї гармоніки

$$u_k(t_n) = [X_{1k} \cdot (1 - n/N) + X_{2k} \cdot (n/N)] \cdot \sin((2\pi kn/N) + [Y_{1k} \cdot (1 - n/N) + Y_{2k} \cdot (n/N)] \cdot \cos((2\pi kn/N).$$

Якщо формуються сигнали тільки першої гармоніки

$$u(t_n) = X_1 \cdot MS[n] - X_2 \cdot MS[N - n] + Y_1 \cdot MC[n] + Y_2 \cdot MC[N - n]$$



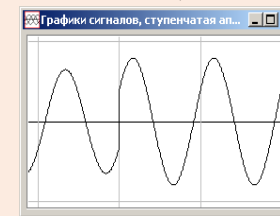
Графік одного з вихідних сигналів з апроксимацією обвідної сплайном першого порядку (лінійна апроксимація)



а)



б)



в)



г)



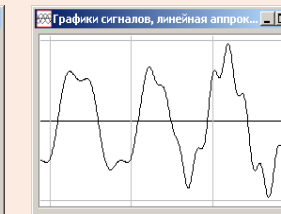
д)



е)

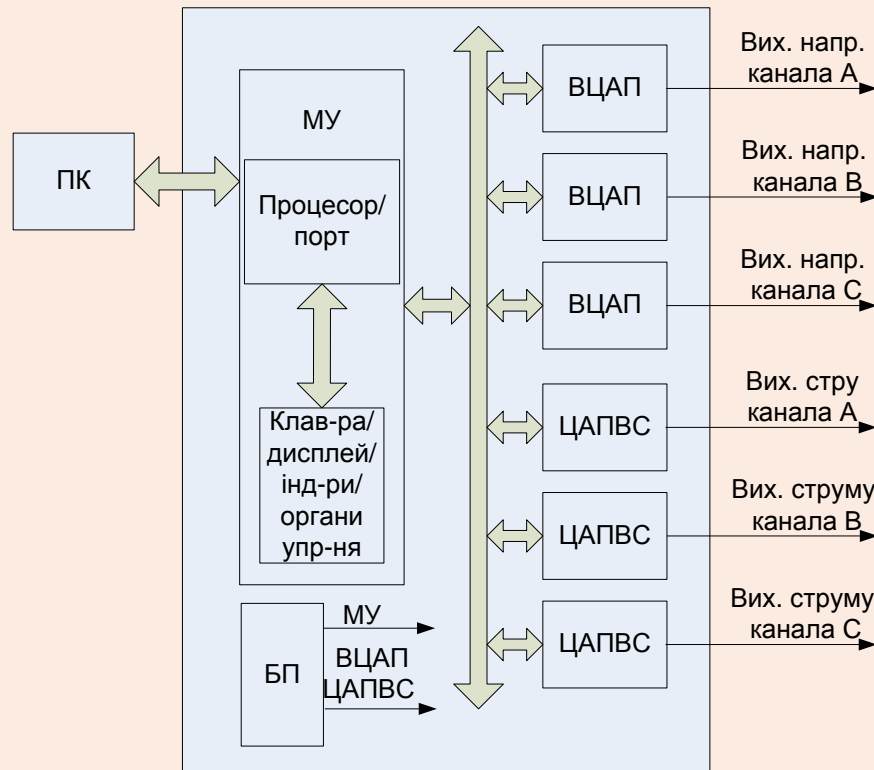


ж)



з)

Модельовання вихідних сигналів в середовищі C Builder розробленої комп'ютерної моделі БФК. Проведено дослідження принципів ступінчатої та лінійної апроксимації обвідної сигналів.



$$u_A(t) = \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Ak} \sin(k\omega t + \psi_{UAk})$$

$$u_B(t) = \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Bk} \sin(k\omega t + \psi_{UBk})$$

$$u_C(t) = \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Ck} \sin(k\omega t + \psi_{UCk})$$

$$i_A(t) = \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Ak} \sin(k\omega t + \psi_{IAk})$$

$$i_B(t) = \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Bk} \sin(k\omega t + \psi_{IBk})$$

$$i_C(t) = \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Ck} \sin(k\omega t + \psi_{ICk})$$

$u_A(t), u_B(t), u_C(t), i_A(t), i_B(t), i_C(t)$ - миттєві значення вихідних сигналів

$U_{Ak}, U_{Bk}, U_{Ck}, I_{Ak}, I_{Bk}, I_{Ck}, \psi_{UAk}, \psi_{UBk}, \psi_{UCk}, \psi_{IAk}, \psi_{IBk}, \psi_{ICk}$ – амплітуди і початкові кути зсуву фаз

k -х гармонік фазних напруг і струмів, K_{\max} – найбільший номер заданої гармоніки,

$\omega = 2\pi f_1, f_1$ – частота 1-ї гармоніки



1. Зроблено розвиток принципів побудови ВПП, стійких до впливу НН, що дозволяють досягати високої точності і якості відтворення змінних напруг, струмів, при відтворенні потужності, ЕЕ та параметрів її якості і створити на цій основі засоби автоматизованого метрологічного забезпечення.
2. Вдосконалено спосіб побудови ВЦАП та ЦАПВС шляхом прямого перетворення коду в сигнал, що дозволило створити прецизійні підсилювачі для відтворення сигналів напруг і струмів з низьким рівнем КНС.
3. Створено математичні та комп'ютерні моделі ВПП, які дозволяють проектувати підсилювачі з заданою точністю відтворення амплітуди змінного сигналу і з очікуваним рівнем нелінійних спотворень, проводити дослідження їх метрологічних характеристик та удосконалювати принципові схеми без макетування.
4. За результатами теоретичних і експериментальних досліджень, створено широкосмуговий, високовольтний вимірювальний підсилювач, який використовується в калібраторах напруги, з діапазонами робочих частот 0 – 400 кГц, вихідних напруг 0 – 500 В і кутом зсуву фаз 1° та $0,027^\circ$, відповідно.
5. Запропоновано ітераційний принцип корекції похибок відтворення параметрів мережевих сигналів з урахуванням результатів вимірювання прецизійного вимірювального перетворювача, який підвищив точність задання сигналів, наразі похибка відтворення повністю визначається похибкою ВП, оскільки в процесі управління системою параметри вихідних сигналів БФГ приймають задані значення, а похибка завдання цих сигналів оцінюється за результатами вимірювання зразкового ВП.
6. Розроблено принцип функціонування цифро-аналогового генератора, вихідні сигнали та обвідні яких залишатимуться нерозривними функціями під час комутаційних стрибків таких параметрів, як амплітуда та/або кут зсуву фази, створено математичну і комп'ютерну моделі цього генератора на основі базисних сплайнів першого порядку.

Надалі планується продовжувати розвивати науковий напрямок прецизійні джерела відтворення режимних параметрів сигналів електромережі.

Публікації та впровадження

За 2017-2023 роки результати досліджень доповідалися на 5-х міжнародних науково-технічних конференціях.

Запропоновані теоретичні засади та схемотехнічні рішення були використані при створенні і впровадженні в серійне виробництво джерела ДНСТ-3, калібратора ДНСТ-3к, мобільної УАП-3М і стаціонарної автоматизованої УАП-3 метрологічних установок, в дослідному зразку ДНСО.

За 2017-2023 роки результати досліджень відображено у 6-ти наукових публікаціях фахових видань, що індексуються наукометричними базами Scopus, а також отримано 1 патент (4 публікації та патент після захисту к.т.н.). Захистив роботу к.т.н. в 2020 р. Індекс Гірша – 2.





ІНСТИТУТ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ

ДЯКУЮ ЗА УВАГУ