

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ХАРАКТЕРИСТИК ЕЛЕМЕНТІВ ДІАПАЗОННИХ ЗБУДНИКІВ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ НА ЇХ СПЕКТРАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Лисиченко Р. М.

Харківський національний технічний університет сільського господарства імені Петра Василенка

Обґрунтовано структурну схему діапазонного збудника інвертора напруги та розроблена математична модель для її аналізу.

Постановка проблеми. Останнім часом значно збільшилась кількість робочих машин і механізмів з регульованим електроприводом, як на промислових підприємствах, так і у сільськогосподарському виробництві, тому якість електричної енергії, яку вони споживають, повинна бути на певному рівні. Регулювання частоти обертання робочого органу здійснюється в залежності від контролю параметрів процесу (наявності датчиків) завдяки застосуванню перетворювачу частоти (ПЧ) [1-2].

Відомо, що основним елементом ПЧ є інвертор напруги, який має достатньо складну будову, а для електромережі з нелінійними споживачами пов'язані з електромагнітною сумісністю та впливу на якість напруги. Наприклад, сучасні силові ключі інверторів, в першу чергу MOSFET і IGBT, що мають дуже високі швидкості перемикання, стають джерелами електромагнітних завад. Діапазон генерування перешкод простягається від несучої частоти інвертора (одиниці-сотні КГц) до радіочастот (десятьки МГц). Високочастотні (> 10 КГц) складові створюють потужні радіоперешкоди [3-6]. Причиною появи вищих гармонік є нелінійний характер електричного кола, який визначається наявністю в ній напівпровідникових елементів (діодів, транзисторів, тиристорів, ін.), які входять до складу електричних схем інвертора. Тому, для зменшення рівня можливого пошкодження якості напруги в мережі необхідно удосконалити схемні рішення інвертора на основі дослідження впливу нелінійних характеристик елементів драйверів, діапазонних збудників і систем фазової синхронізації на його спектральні характеристики.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. З аналізу науково-технічної літератури відомо, що в якості діапазонного збудника інвертора напруги широко використовуються цифрові синтезатори частоти, які ґрунтуються на різних методах синтезу (табл. 1).

Таблиця 1 – Порівняльні характеристики методів синтезу

Характеристики \ Метод синтезу	Шаг сітки частот	Стабільність частоти	Швидкодія	Спектральна чистота	Сложивча потужність	Габаритно масові характеристики	Вартість
Прямий метод	+	+	+				
Синтез методом гармонік		+		+	+		
Непрямий метод	+	+		+	+	+	+

(+ позначені переваги різних принципів побудови синтезаторів частоти, що реалізуються в різних діапазонах електромагнітних хвиль).

Мета статті - розробити структурну схему діапазонного збудника інвертора і провести аналіз її спектральних характеристик.

Основні матеріали дослідження. В якості основної схеми діапазонного збудника (на основі аналізу сучасної елементної бази вибираємо однокільцеву схему петлі ФАПЧ, в зворотному колі якої розміщено дільник частоти із змінним коефіцієнтом ділення ДПКД (рис.1).

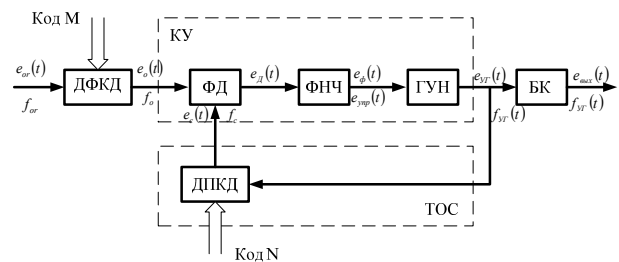


Рисунок 1 – Структурна схема синтезатора з ІФАП: ТОС - тракт зворотного зв'язку, БК - буферний каскад, ГУН - генератор, керований напругою, ДПКД - дільник частоти із змінним коефіцієнтом ділення, ФНЧ - фільтр нижніх частот, ФД - дискримінатор, КУ - канал управління, ДФКД - дільник частоти з фіксованим коефіцієнтом ділення

Петля складається з генератора, керованого напругою (ГУН), дільника частоти із змінним коефіцієнтом ділення (ДПКД), фазового дискримінатора (ФД) і фільтра нижніх частот (ФНЧ). Частота ГУН ділиться і порівнюється зі стабільною опорної частотою. Напруга помилки вироблене ФД, використовується для стабілізації частоти ГУН. Установка вихідний частоти виробляється командою від ПК або з панелі керування, яка змінює коефіцієнт ділення ДПКД. Мінючи коефіцієнт ділення ДПКД на виході синтезатора можна отримати сітку частот з кроком:

$$f_{vr} = Nf_0, \tag{1}$$

$$\text{де } f_0 = \frac{f_{or}}{M}$$

N - коефіцієнт ділення ДПКД;

M - коефіцієнт ділення ДФКД;

f₀ - частота порівняння (крок) на вході ФД.

Як відомо, основними характеристиками СЧ для розглянутих збудників є стабільність частоти, чистота спектра при необхідному швидкодії. Проведемо аналіз спектральних характеристик вибраної базової структури діапазонного збудника інвертора напруги. Для обґрунтування такої методики необхідно знайти рівняння, що характеризує спектр сигналу на виході синтезатора частоти від його структурної схеми та елементів, що входять до нього.

Система ІФАПЧ, якої є цифровий синтезатор частоти, може бути перетворена на базі теореми Котельникова до безперервної [7].

Умова теореми можна виразити у вигляді нерівності:

$$f_n \geq f_H, \quad (2)$$

де f_n - частота повторення імпульсів;
 f_H - пропускання безперервної частини.

Однак слід відзначити, що такий перехід, хоча і застосовується на практиці, але є справедливим лише при малих індексах модуляції, а при інших значеннях доцільно застосувати методику, запропоновану в [8], відповідну узагальнену структурну схему зображену на рис. 1 можна привести до лінійної еквівалентної схеми петлі цифрової ФАП (рис.2).

Система подібного типу описується диференціальним рівнянням:

$$p\phi + \frac{\Omega_y K(p) F(\phi)}{N} = \Delta\omega_n, \quad (3)$$

де $K(p)$ - коефіцієнт передачі ФНЧ;
 $\Delta\omega_n$ - початкова расстройка;
 Ω_y - смуга утримання;
 $F(\phi)$ - нормована характеристика фазового детектора.

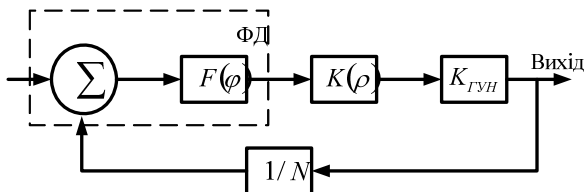


Рисунок 2 – Еквівалентна схема петлі цифрової ФАПЧ

Від типової системи ФАПЧ вона відрізняється наявністю зворотного зв'язку. Наведемо схему до типової, що спростить аналіз.

На виході ФД створюється напруга:

$$e_{\text{ФД}} = \psi(U_{\text{ОГ}}, U_{\text{ДПКД}}, \phi^*), \quad (4)$$

де $e_{\text{ФД}}$ - напруга на виході фазового детектора, залежна від амплітуд і миттєвої різниці фаз двох порівнюваних коливань $U_{\text{ог}}$ і $U_{\text{ДПКД}}$ опорного генератора і

ДПКД відповідно;

ϕ^* - Миттєва різниця фаз коливань на вході ФД.

Вказані величини пов'язані з параметрами схеми наступними співвідношеннями:

$$U_{\text{ДПКД}} = k_{\text{ДПКД}} U_{\text{ГУН}}, \quad (5)$$

$$\phi^* = \phi_{\text{ОГ}} - \frac{\phi_{\text{ГУН}}}{N}, \quad (6)$$

де $U_{\text{ГУН}}$ - амплітуда напруги генератора керованої напругою (ГУН);

$k_{\text{ДПКД}}$ - коефіцієнт передачі напруги ДПКД;

N - коефіцієнт ділення ДПКД;

$\phi_{\text{ГУН}}$ - миттєва фаза коливань ГУН;

$\phi_{\text{ОГ}}$ - миттєва фаза коливань опорного генератора (ОГ).

Для спрощень аналізу використовуємо відоме співвідношення:

$$\Delta\omega^*(t) = 2\pi\Delta f^*(t), \quad (7)$$

$$\phi^*(t) = \int \Delta\omega^*(t) dt \quad (8)$$

У цьому виразі

$$\Delta\omega^*(t) = \frac{N\omega_{\text{ОГ}} - \omega_{\text{ГУН}}}{N} = \frac{\Delta\omega(t)}{N}, \quad (9)$$

де $\Delta\omega^*(t)$ - миттєва різниця частот між ГУН і деяким еквівалентним опорним генератором, коливання якого змінюються з частотою, рівною

$$\omega_{\text{эОГ}} = N\omega_{\text{ОГ}} \quad (10)$$

Оскільки між $\phi^*(t)$ і $\omega^*(t)$ існує лінійний інтегральний зв'язок (8), то можна записати:

$$\phi^* = \frac{N\phi_{\text{ОГ}} - \phi_{\text{ГУН}}}{N} = \frac{\phi}{N}, \quad (11)$$

де $\phi = N\phi_{\text{ОГ}} - \phi_{\text{ГУН}} = \phi_{\text{эОГ}} - \phi_{\text{ГУН}}$ - різниця фаз коливань між ГУН і еквівалентним ОГ.

Використовуючи співвідношення (7-13) можна скласти еквівалентну схему ФАПЧ, що істотно спростить аналіз. Для цього необхідно замінити реальний ОГ на еквівалентний ОГ. Частота і фаза ГУН не змінять свого значення при переході до еквівалентного ФД, в якому амплітуда дорівнює:

$$U_{\text{ГУН}}^* = U_{\text{ГУН}} K_{\text{ДПКД}} \quad (12)$$

Напряга на виході еквівалентного ФД тепер визначатиметься різницею фаз:

$$\phi^* = \frac{\phi}{N} \quad (13)$$

Тоді враховуючи, що вплив ДПКД поширене на інші елементи схеми ОГ, ГУН, ФД то його можна виключити. Рівняння для такої еквівалентної схеми подібно типовому й має вигляд:

$$p\phi + \Omega_y F\left(\frac{\phi}{N}\right) K_{\phi НЧ} = \Delta\omega_H \quad (14)$$

При складному ФНЧ, нелінійної характеристики ФД і керуючого елемента рівняння (14) є нелінійним диференціальним рівнянням високого порядку, точне аналітичне рішення якого пов'язане з відомими труднощами і в даний час не отримано. Спектральна частота вихідного сигналу СЧ визначається не тільки стабільністю опорного генератора, але залежить від схеми кільця ФАПЧ. Вплив схем кільця ФАПЧ на стабільність вихідного сигналу СЧ визначається виникає в різних блоках випадкової фазової (частотної) модуляцією, зумовленої власними шумами елементів схеми.

Будемо вважати, що обурення малі і не виводять схему ФАПЧ зі стану синхронізму. Тоді лінеаризацією нелінійного рівняння ФАПЧ в поблизу стійкого стану неважко отримати наступне лінійне диференціальне рівняння:

$$\phi + K_{\phi ЛЧ} \Omega_y |F'(\theta)| \phi = \omega_{ГУН} - \omega_{ОГ} \quad (15)$$

де $\omega_{ГУН}$ - флуктуації частоти керованою генератора;

$\omega_{ОГ}$ - флуктуації частоти опорного генератора;

$$\theta = \arccos\left(-\frac{\Delta\omega_H}{\Omega_y}\right) \quad (16)$$

Коефіцієнт передачі лінійної системи ФАПЧ має вигляд:

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + G(j\omega)} \quad (17)$$

$$G(j\omega) = j \frac{K_{\phi Д} S_{\nu 3} K_{\phi НЧ}}{\omega}$$

де $S_{\nu 3}$ - крутизна керуючого елемента ГУН.

Вираз для спектральної щільності потужності фазових флуктуацій ГУН $S_{\phi Вых}$ отримаємо через спектральні щільності потужності фазових флуктуацій віль-

ного ГУН і опорного генератора відповідно $S_{\phi ГУН}$ і $S_{\phi ОГ}$:

$$S_{\phi Вых} = S_{\phi ГУН} \frac{1}{|1 + G(j\omega)|^2} + S_{\phi ОГ} \left| \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)} \right|^2 \quad (18)$$

Для подальшого аналізу конкретизуємо тип фазового детектора. Виберемо вид характеристики, яка описується:

$$F(\theta) = \cos \theta \quad (19)$$

$$\theta(t) = \theta_0 + \phi(t)$$

де $\phi(t)$ - мале $\ll \phi^2 \ll 1$ випадкове відношення фаз.

В якості ФНЧ застосуємо пропорційно-інтегруючий фільтр, оскільки він поширений в даних схемах, коефіцієнт передачі якого має вигляд:

$$K_{\phi НЧ} = \frac{1 + j\omega T_1}{1 + j\omega T} \quad (20)$$

де

$$T = (R + R_1) C$$

$$T_1 = R_1 C_1$$

Підставляючи (19) і (20) в (13) отримаємо:

$$K(j\omega) = \frac{(1 + j\omega T) j\omega}{(1 + j\omega T) j\omega + \Omega_y (1 + j\omega T_1) \sin \theta} \quad (21)$$

Як відомо, флуктуації частоти вихідного сигналу СЧ, окрім зовнішніх збурень (флуктуації опорного генератора) і власних (флуктуації ГУН) можуть бути обумовлені внутрішніми шумами, які разом з сигналом підстроювання потрапляють безпосередньо на керуючий елемент ГУН. В цьому випадку, наприклад, для схеми СЧ з перетворенням рис.3 в спектральній щільності потужності фазових флуктуацій вихідного сигналу СЧ з'являються додаткові доданки.

$$S_{\phi Вых} = S_{\phi ГУН} K_1^2(j\omega) + [S_{\phi ОГ} + S_{\phi ДПКД} + S_{\phi ФПЧ} + S_{\phi УМН}] K_2^2(j\omega) \quad (22)$$

