

Міністерство освіти і науки України
Державний університет «Одеська політехніка»

Інститут штучного інтелекту та робототехніки
Кафедра комп'ютерних систем

Мар'ян Микола Олексійович,
студент групи УК-161

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА МАГІСТРА

**Дослідження фазового модулятора високочастотного
діапазону для підвищення швидкодії**

Галузь знань: 12 Інформаційні технології.
Спеціальність: 123 Комп'ютерна інженерія

Керівник:
Стрельцов Олег Васильович,
к.т.н., доцент

Одеса – 2021

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	6
ВСТУП	7
1. АНАЛОГОВИЙ ФАЗОВИЙ МОДУЛЯТОР НВЧ ДІАПАЗОНУ	10
1.1. Кутові види модуляції	10
1.2. Структурна схема та елементна база реалізації ФМ	15
1.3. Якісні методи аналізу ФМ	27
1.4. Двоконтурні фазові модулятори на варикапах	37
1.5. Принципова схема та друкована плата фазового модулятора	43
1.6. Підсумок результатів за розділом 1	45
2. КОМПОНЕНТНО КОМУНІКАТОРНІ РІВНЯННЯ	47
2.1. Компонентні рівняння фазового модулятора	47
2.1.1. Базові засади проектування нанотехнологічної електроніки.....	47
2.1.2. Рівняння лінійних компонентів	47
2.1.3. Моделі лінійних параметричних компонентів	49
2.2. Матриця компонентних рівнянь електронного пристрою	54
2.3. Компонентно-комунікаторні рівняння	58
2.4. Матричне рівняння комунікатора	61
2.5. Підсумки та пропозиції за розділом 2	68
3. РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ.....	69
3.1. Сукупність рівнянь математичної моделі	69
3.2. Матрична модель фазового модулятора.....	71
3.3. Блок схема системного алгоритму аналізу ФМ.....	73
3.4. Підсумки та пропозиції за розділом 3	86
ВИСНОВКИ	88
ЛІТЕРАТУРА	89
ДОДАТОК А.....	97
ДОДАТОК Б	99

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
- ВІС – велика інтегральна схема
- ВКБ - Вентцеля, Крамерса, Бриллюена (метод розв. диф. парам. рів.)
- РТЦ - радіотелевізійні та цифрові
- ЕК – електричне коло
- ЕМС - електромагнітна сумісність
- ЕЗ - електронні засоби
- КЕ - композиційний елемент
- КРМ - кваліфікаційної роботи магістра
- НВЧ - надзвичайно високі частоти
- МІС – монолітна інтегральна схема
- МХ – модуляційна характеристика
- ОВНС – область (однозначного) визначення напруг та струмів
- САПР – система автоматизованого проектування
- ФМ – фазова модуляція, фазовий модулятор
- ФД – фазовий демодулятор
- ФП – функціональний перетворювач
- ЧМ – частотна модуляція

ВСТУП

Актуальність. Перспективи розвитку інфокомунікаційних засобів в першу чергу залежать від технологій виробництва та проектування монолітних інтегральних схем (МІС). Разом з тим, мікро та нанотехнології радіотелевізійних та цифрових (РТЦ) електронних пристроїв не мають достатньо серйозних системних методів, що забезпечували б їх наскрізне проектування від структурно-логічного до конструкторсько-технологічного етапу. Особливо це стосується обліку мережевих структур струмопровідних доріжок та металевих провідників, що поєднують між собою окремі компоненти електронного засобу (ЕЗ). Швидкі темпи розвитку та застосування нових природничих явищ, що забезпечують функціонування МІС вимагають системних методів їх моделювання. Розглядаючи фактори невдалого, або навіть некоректного моделювання сучасних високопродуктивних МІС слід, в першу чергу звернути увагу на наступні обставини.

Оскільки в такій загальній постановці вирішення масштабної науковотехнічної проблеми в рамках однієї кваліфікаційної роботи магістра (КРМ) неможливо. З цих причин ілюстрація часткового вирішення проблеми моделювання в даній роботі виконується на прикладі розв'язання задач аналізу та синтезу конструкції фазового модулятора (ФМ) надзвичайно високочастотного (НВЧ) діапазону, що відповідає назві та темі дослідження.

Мета та завдання дослідження.

Для досягнення поставленої мети в роботі вирішені наступні завдання:

- виконано аналіз суб'єктивних та об'єктивних причин недоліків низькочастотних моделей аналізу високопродуктивних композиційних елементів комп'ютерних систем;
- виконано аналіз існуючих методів формування фазомодульованого сигналу ;

- досліджено алгоритми побудови модуляційної характеристики в лінійному та нелінійному режимах;
- складено комп'ютерну програму аналізу модуляційної характеристики в середовищі MATHCAD;
- вибрано метод дослідження комунікаторної структури фазового модулятора;
- сформована математична модель впливу найнебезпечніших осередків комунікатора на найменш захищені від електромагнітних перешкод його частини;

Об'єктом дослідження є процес електромагнітного взаємовпливу міжкомпонентних з'єднань високочастотних та високопродуктивних композиційних елементів спеціалізованих комп'ютерних систем.

Предмет дослідження – фазовий модулятор мегагерцового (0.5...1.2) ГГц діапазону.

Методи дослідження. Розробка математичних моделей ґрунтується на використанні теорії математичної фізики для розв'язання крайових задач, теорії матриць для опису системної математичної моделі, теорії електромагнітного поля та інтегральних рівнянь для обчислення параметрів комунікатора, теорії системотехніки та структуризації матеріальних об'єктів, теорії оптимізації тощо. Вище викладене переконує в необхідності використання прикладних програм системи автоматизованого проектування (САПР) електронних засобів.

Кожна система розглядається з позицій найсуттєвіших фізичних процесів, що в ній мають місце, на рівні як “річ у собі”, “річ в робочому стані” та “річ, що відіграє певну роль в складній системі”. Дескриптори, що описують стани окремих систем можуть мати різну природу: фізичну, хімічну і навіть біологічну (наприклад, біочіп).

Наукова новизна.

➤ дістав подальший розвиток метод обчислення внутрішніх електромагнітних перешкод в конструкції фазового модулятора, який відрізняється способом обчислення електродинамічних параметрів

комунікатора, що дозволило зменшити обчислювальну складність як мінімум в 2 рази;

➤ вперше виконано комп'ютерно-імітаційне моделювання ФМ, що відрізняється аналітичним способом оцінки внутрішньої електромагнітної сумісності, що надає можливість зменшення витрат на коректне виготовлення інтегральної схеми модулятора мінімуми в 1,5 та цілеспрямовано виконувати окремі технологічні операції при його виготовленні;

Практичне значення. Запропоновані моделі, методи, алгоритми та програмні продукти якісно відрізняються від своїх прототипів принаймні вже тим, що на схемотехнічному рівні проектування дозволяють враховувати морфологічну метрику комунікаторів не лише ФМ, а і швидкодіючих КЕ СКС, що сприяє поліпшенню їх якості, точності та надійності.

Апробація результатів магістерської роботи. Направлені тези доповіді для участі в роботі міжнародної науковотехнічної конференції та участь в наукових семінарах кафедри комп'ютерних систем інституту штучного інтелекту та робототехніки впродовж 2021 року.

Публікації. Стаття, що направлена на опублікування в фаховий журнал України.

1. АНАЛОГОВИЙ ФАЗОВИЙ МОДУЛЯТОР НВЧ ДІАПАЗОНУ

1.1. Кутові види модуляції

Передача інформації на великі відстані за допомогою електромагнітних хвиль потребує виконання низки перетворень початкового (первинного) сигналу. В точці відправлення сигналу для його узгодження з лінією зв'язку головними операціями вважають: кодування, модуляція, перетворення частоти тощо. В точці прийому, незалежно від лінії зв'язку (кабель, оптоволокно, просторовий ефір) виконуються зворотні операції: декодування та демодуляцію. В області відносно невисоких частот перетворення сигналів виконують як на основі цифрової обробки сигналів, так і в аналоговий спосіб. Але при переході до НВЧ діапазону реалізація модуляції можлива лише на основі аналогового перетворення. В першу чергу це обумовлено необхідністю цифрової обробки відліку в межах часового інтервалу Котельникова в рамках якого необхідно виконувати цілу низку числових операцій, за короткий час, які необхідно встигнути виконати до приходу наступного відліку. Іншими словами, недостатня швидкодія процесорів обробки сигналів не дозволяє в області НВЧ застосування відповідних алгоритмів. Саме тому в подальшому розглядатимемо аналогові способи формування фазомодульованих сигналів.

При передачі повідомлень на великі відстані переносником, за звичай, є синусоїдне коливання високої частоти f .

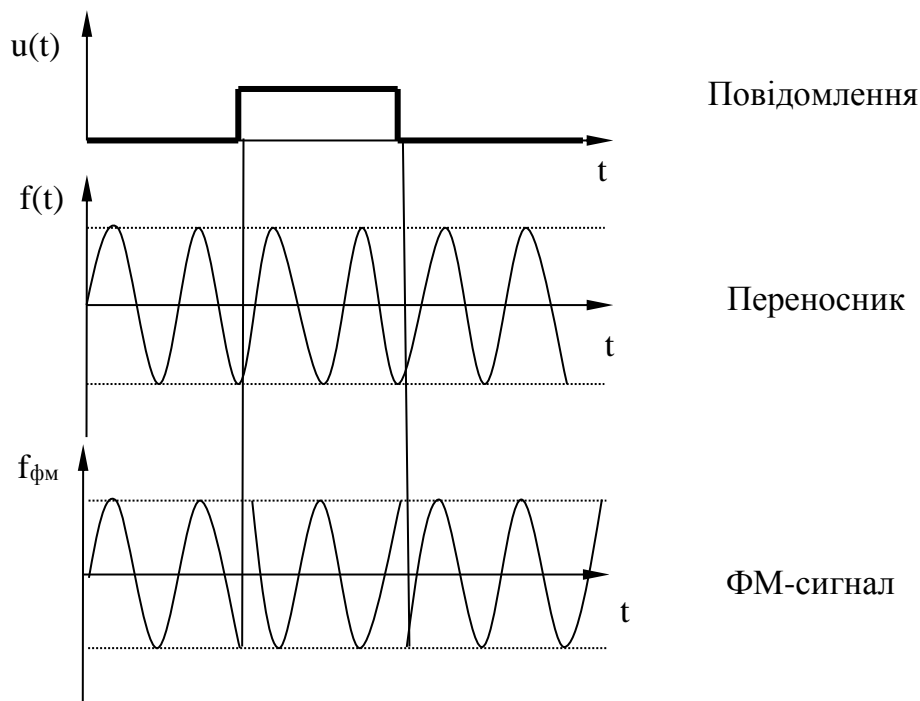
$$f(t) = a \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.1)$$

При фазовій модуляції приріст початкової фази, цього коливання $\varphi = \varphi(t)$ модулюють, тобто повільно змінюють по закону первинного коливання $u(t)$, що відбиває зміну повідомлення у часі

$$\varphi = \varphi_0 + \Delta\varphi \cdot u(t) \quad (1.2)$$

Якщо повідомлення закодоване двійковим кодом, як вказано на рис. 1.1, то параметр, що модулюється буде приймати лише два значення: одне буде відповідати передачі символу 0, інше передачі символ 1.

Рисунок 1.1 – Форми коливань при ФМ



На рис. 1.1 показані повідомлення та відповідні форма ФМ коливання. В цьому випадку модуляцію інколи називають маніпуляцією. Згідно (1.1) можливі і інші види модуляції при яких той чи інший параметр переносника отримує приріст прямо пропорційний $u(t)$. Але, в принципі, можливі і нелінійні види модуляції, які для найбільш “вразливих” частин сигналу надавали б більшу девіацію параметру.

При кутовій модуляції переносника

$$A(t) = a(t)\cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = a(t)\cos\Theta(t) \quad (1.3)$$

по закону повідомлення $u(t)$ змінюється аргумент, тобто миттєва фаза коливання (4.3)

$$\Theta(t) = \omega_0 t + \varphi(t) \quad (1.4)$$

Амплітуда коливання в цьому випадку залишається постійною $a(t) = a_0$.

Зміну миттєвої фази (1.4) можна здійснити як за рахунок зміни приросту частоти так і приросту фази по закону $u(t)$, але одночасна модуляція частоти і фази не можлива внаслідок їх взаємозалежності по визначенню. Зокрема,

$$\omega(t) = \frac{d\Theta(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (1.5)$$

$$\Theta(t) = \int \omega(t)dt = \omega_0 t + \varphi(t) \quad (1.6)$$

В випадку ФМ

$$\Theta(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi_m u(t) + \varphi_0 \quad (1.7)$$

$$A(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi_m u(t) + \varphi_0) \quad (1.8)$$

При ЧМ по закону повідомлення, що передається змінюється частота переносника

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_m u(t) \quad (1.9)$$

де $\Delta\omega_m$ – амплітуда частотного відхилення (девіація частоти).

При цьому миттєва фаза коливання

$$\Theta(t) = \int \omega(t)dt = \omega_0 t + \Delta\omega_m \int u(t)dt \quad (1.10)$$

а аналогічний вираз ЧМ сигналу записується як

$$A(t) = a_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\omega_m \int u(t)dt) \quad (1.11)$$

При модуляції однією частотою (одним тоном, монотонном) $u = \cos\Omega t$ вирази для ФМ та ЧМ набувають вигляду

$$A_{\text{фм}} = a_0 \cos(\omega_0 t + m \cos\Omega t), \quad (1.12)$$

$$A_{\text{чм}} = a_0 \cos(\omega_0 t + m \sin\Omega t), \quad (1.13)$$

де m – індекс модуляції (тобто максимальний зсув фази коливання): при ФМ $m = \Delta\varphi_m$; при ЧМ $m = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}$.

Спектр ЧМ сигналу отримують шляхом перетворення (1.12) до вигляду суми гармонійних коливань:

$$A_{QM} = a_{0*} \cos \omega_0 t_* \cos(m \sin \Omega t) - a_{0*} \sin \omega_0 t_* \sin(m \sin \Omega t) \quad (1.14)$$

Теорія функцій Бесселя встановлює, що

$$\cos(m \sin \Omega t) = J_0(m) + \sum_{k=2,4,\dots}^{\infty} 2J_k(m) \cos k\Omega t \quad (1.15)$$

$$\sin(m \sin \Omega t) = \sum_{k=1,3,\dots}^{\infty} 2J_k(m) \sin k\Omega t \quad (1.16)$$

де $J_k(m)$ – функція Бесселя першого роду k -го порядку. Підстановка (1.15), (1.16) в (1.14) та перетворення добутку тригонометричних функцій на суму дає

$$\begin{aligned} A_{QM}(t) &= a_0 J_0(m) \cos \omega_0 t + \\ &+ \sum_{k=2,4,\dots}^{\infty} a_0 J_k(m) \{ \cos(\omega_0 - k\Omega)t + \cos(\omega_0 + k\Omega)t \} - \\ &- \sum_{k=1,3,\dots}^{\infty} a_0 J_k(m) \{ \cos(\omega_0 - k\Omega)t - \cos(\omega_0 + k\Omega)t \} \end{aligned} \quad (1.17)$$

Об'єднуючи суми з парними та непарними індексами, находимо, що

$$\begin{aligned} A_{QM}(t) &= a_0 J_0(m) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k a_0 J_k(m) \cos(\omega_0 - k\Omega)t + \sum_{k=1}^{\infty} a_0 J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t \end{aligned} \quad (1.18)$$

З (1.18) випливає, що навіть, при модуляції моно частотою спектр сигналу з кутовою модуляцією містить переносник з частотою ω_0 та нескінченну множину бокових складових, частотний інтервал між якими складає Ω , рис. 1.2

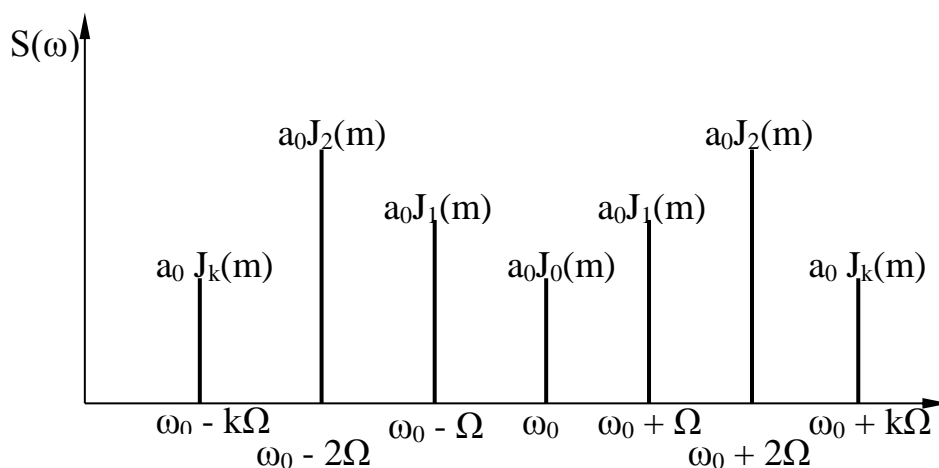


Рисунок 1.2 – Амплітудно-частотний спектр ФМ та ЧМ коливання

При деяких значеннях m окремі складові можуть бути відсутні. Так, якщо $m=2,4$, то $J_0(2,4)=0$ і в спектрі коливання відсутнім є переносник.

Функції $J_k(m)$ при

$$k > m \quad (1.19)$$

починають швидко спадати. Тому, незважаючи на те, що спектр модульованого сигналу нескінченний, його головна енергія зосереджена в скінченній смузі частот. Таким чином, на основі (1.19), для кутових видів модуляції при $m \leq 1$, ширину спектру можна оцінити, як $\Delta\omega \approx 2\Omega$, а при $m \gg 1$,

$$\Delta\omega = 2k\Omega = 2m\Omega \quad (1.20)$$

Враховуючи, що

$$m_{\text{чм}} = \Delta\omega_m / \Omega, \text{ а } m_{\text{фм}} = \Delta\varphi_m \quad (1.21)$$

реальна ширина каналного сигналу визначається при підстановці (1.21) в (1.20) і відповідно складає $\Delta\omega_{\text{чм}} = 2\Delta\omega_m$ і $\Delta\omega_{\text{фм}} = 2\Delta\varphi_m\Omega$. Тому суттєвим недоліком ФМ є залежність ширини його спектру від Ω . Тому ФМ застосовують в основному для передачі дискретних повідомлень (маніпуляції).

1.2. Структурна схема та елементна база реалізації ФМ

Принцип роботи ФМ прохідного типу ілюструє рис. 1.3. На вхід модулятора, подається гармонійний сигнал $u_{вх} = U_{вх} \cos \omega_H t$ - переносник, з постійною амплітудою і напруга, що модулює, $E_M(t)$. Сигнал на виході модулятора має вигляд

$$u_{вих}(t) = U_{вих}(t) \cos[\omega_H t + \varphi(t)] = U_{вих}(t) \cos[\omega_K t + \Phi(t) + \varphi_0] \quad (1.22)$$

Відхилення фази $\Phi(t)$ повинно мінятися за законом сигналу, що модулює

$$\Phi(t) = kE_M(t), \quad (1.23)$$

де в ідеальному випадку k — постійна величина; φ_0 — постійний фазовий зсув.

ФМ неминує супроводжується паразитною амплітудною модуляцією (ПАМ): у формулі (1.22) $U_{вих}(t)$ залежить від часу. В ідеальному модуляторі $U_{вих}(t) = const$.

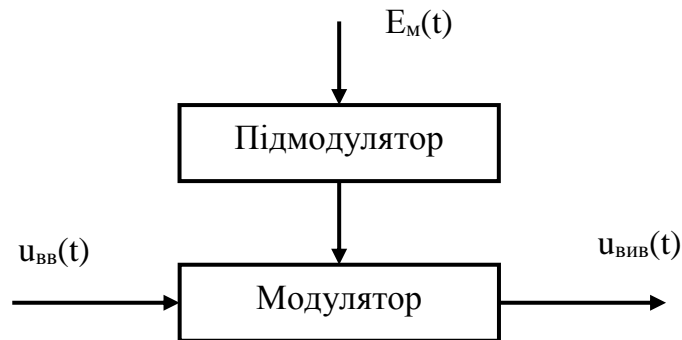


Рисунок 1.3 – Структурна схема модулятора з підмодулятором

Шляхом зміни робочої точки елемента, що управляється підмодулятором, модулятор забезпечує ФМ сигнал.

ФМ поділяються на лінійні і дискретні ФМ. У лінійних ФМ залежність $\varphi(t)$ від $E(t)$ є лінійною. Дискретні ФМ можна реалізувати за допомогою лінійних, подаючи на них сигнал, що модулює у цифровій формі, однак частіше вживають спеціальні схеми.

Необхідні модуляційні характеристики (МХ) багато в чому визначають структурну схему радіопередавальних пристроїв. При лінійної ФМ важлива лінійність і крутість фазової МХ; в ідеальному випадку

$$\hat{O}(t) = k\dot{A}_i(t), \quad (1.24)$$

де k не залежить від E_m і характеризує крутість МХ. При дискретної ФМ виявляється важливим час переключення фази з одного положення в інше. Одним з параметрів модуляції є індекс модуляції. При лінійній ФМ гармонійним сигналом

$$E_i(t) = U_M \cos \Omega t \quad (1.25)$$

індексом модуляції називають величину

$$\Phi_i = kU_i, \quad (1.26)$$

при дискретної двох полярній ФМ індекс модуляції Φ_m дорівнює половині зміни фази при переключенні з одного положення в інше. Іншими словами індекс модуляції це – максимальний зсув фази при кутових видах модуляції.

Іншим параметром є діапазон частот, що модулює, у якому мають місце несуттєві частотні викривлення, тобто закон зміни $\varphi(t)$ не повинен залежати від частоти Ω , що модулює, а лише від рівня сигналу. В основному, частотні викривлення обумовлені викривленнями як в підмодуляторі, динамічними викривленнями, тобто викривленнями, що викликаються перехідними процесами в модуляторі, так і викривленнями модульованого сигналу в каскадах, що слідує за модулятором.

Пропускна здатність радіосистем у даний час зростає: - на поточний момент розроблені системи з потенційною пропускну здатністю 100 Мбіт/с і більше. У радіо телевізійних та мобільних передавальних пристроях такої системи зв'язку при подачі на вхід модулятора меандру з частотою повторення 50 МГц закон зміни фази $\Phi(t)$ повинний в ідеальному випадку відповідати цьому меандру. У цьому випадку підмодулятор, модулятор і увесь підсилювальний

тракт варто спроектувати так, щоб запобігти викривленню. Тобто, якщо за допомогою фазового детектора продетектувати вихідний сигнал, то на виході, в ідеальному випадку, повинний вийти згаданий меандр. Якщо допустити, що в результаті викривлень продетектований сигнал має трапецеїдальну форму, при якій тривалість плоскої вершини і час переключення з одного положення в інше τ_H однакові, то має місце викривлення. При високих швидкостях зміни фази доводиться рахуватися з динамічними викривленнями сигналу в модуляторі, з викривленнями в підмодуляторі і тракті радіо передавального пристрою (РПП), що підключається після модулятора.

Істотною характеристикою передавально-приймальних пристроїв є рівень і характер паразитної амплітудної модуляції та стабільність групового часу запізнювання $\tau_{зп}$ модульованого сигналу. В ідеалізованому випадку запізнення проявляється в тому, що закон відхилення фази сигналу на виході радіо передавального пристрою описується на відміну від (1.26) співвідношенням

$$\Phi(t) = kE_M(t - \tau_{зп}). \quad (1.27)$$

До основних параметрів ФМ відносяться: робоча частота; крутизна і ступінь лінійності МХ; номінальний індекс модуляції; діапазон частот, що модулюється, (максимальна і мінімальна частоти модуляції при модуляції гармонійним сигналом або відповідні тактові частоти сигналу, що модулює, при дискретній ФМ); максимально допустимий рівень потужності високочастотного сигналу на вході модулятора і втрати потужності НВЧ та УВЧ в модуляторі; характер і рівень паразитної амплітудної модуляції; ступінь узгодження модулятора з високочастотним трактом, у першу чергу вхідний коефіцієнт стоячих хвиль; стабільність параметрів, у першу чергу індексу модуляції, при зміні рівня вхідної потужності і характеристик тракту на вході і виході модулятора; номінальне значення групового часу запізнювання модульованого сигналу і його стабільність; відношення високочастотної потужності на виході модулятора до потужності, що споживається підмодулятором (коефіцієнт керування); стабільність характеристик при зміні

температури навколишнього середовища і живлячих напруг; тип конструкції, маса і габарити, внутрішня та зовнішня електромагнітна сумісність.

Слід розрізнити фазові модулятори відбивного, рис. 1.4, і прохідного, рис. 1.5, типів. У першому - за законом модуляції повинна мінятися фаза коефіцієнта відбиття Γ ланцюга, що підключений до плеча 2 циркулятора. Закон зміни фази коливання на узгодженому навантаженні R_H у третьому плечі збігається з законом зміни фази φ . Зміна модуля Γ характеризує ПАМ.

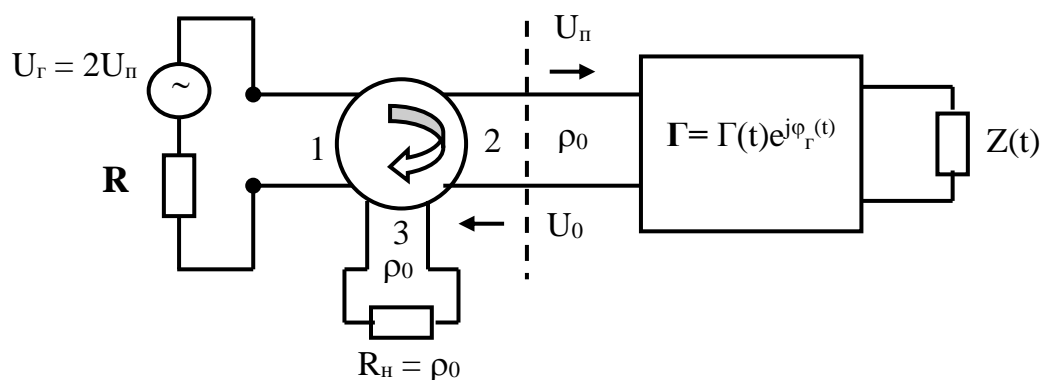


Рисунок 1.4 – Схема модулятора відбивного типу

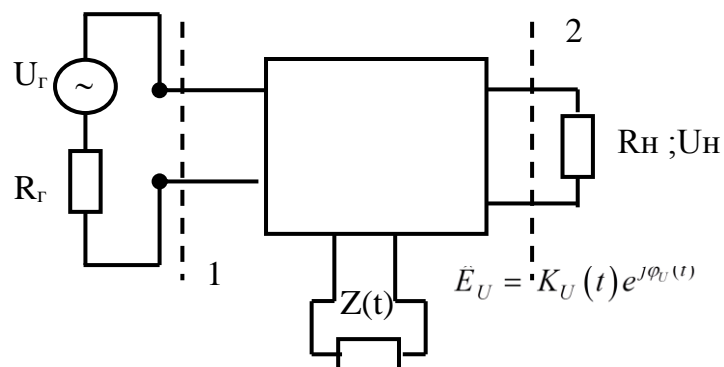


Рисунок 1.5 – Схема модулятора прохідного типу

В ФМ прохідного типу, рис. 1.5, — модуляція здійснюється шляхом зміни фази коефіцієнта передачі K_U чотирьохполюсника, що містить елемент, опір якого залежить від часу.

Схеми, типу, рис. 1.5, містять параметричний елемент, повний опір якого $Z(t)$ залежить від часу. У більшості сучасних модуляторів його функції виконують напівпровідникові діоди. Параметри такого елемента залежать не тільки від значення сигналу, що модулює, (від часу), але і від амплітуди високочастотного сигналу. У цьому проявляється нелінійність керуючого елемента.

У першу чергу, варто сказати про варикапи. Ці діоди характеризуються змінною ємністю, що утворюється закритим р—n-переходом чи бар'єром Шотки [6 - 8]. Зміна ємності при наявності на ній напруги, що модулює, обумовлена нелінійністю вольткулонової характеристики. Діоди з закритим р—n-переходом і з бар'єром Шотки застосовують у схемах лінійних ФМ. Спроби використовувати лінійні ФМ у якості дискретних ФМ, подаючи на його вхід дискретний сигнал, що модулює, спряжені з необхідністю стабілізувати амплітуду сигналу, що модулює, (нестабільність амплітуди жорстко зв'язана з нестабільністю індексу модуляції). Крім того, для лінійних ФМ характерні малі значення обгинаючої НВЧ потужності. Ці дві обставини багато в чому визначили інтерес до використання в схемах дискретної ФМ спеціальних перемикаючих діодів: р—n-діодів з нагромадженням заряду, р—і—n-діодів [43] (у тому числі з тонкою базою), діодів Шотки [155].

Закони зміни диференційної ємності C_e діодів різних типів в області запираючих зсувів відомі [23]. Властивості відкритого діода характеризуються ефективним часом життя неосновних носіїв $\tau_{ж}$ і часом відновлення закритого стану діода $\tau_{в}$. Як правило, при розрахунках користуються схемою заступу діодів, рис. 1.6. Паразитні ємності корпусу C_c і напівпровідникової пластини C_p , індуктивності виводів L_{sl} , L_{si} не залежать від режиму діода. Сумарний опір $r_{пос}$ бази кристала і контактних з'єднань і опір втрат закритого діода $r_{обр}$ мало зв'язані з режимом діода. Залежними від режиму є ємності переходу $C_{в} = dq/du_{пер} (U_{пер} < 0)$, $C_{д} = dq/du_{пер} (U_{пер} > 0)$ і опір $r = du_{пер}/di_r$.

У першому наближенні можна вважати C_d та r постійними, це відповідає моделі кусково-лінійної апроксимації залежності параметрів моделі діода від напруги на переході.

Ємності C_{pe} і C_{se} утворяться в місці розриву смужкової лінії, що призначена для включення діода. Модель, рис. 1.6, не описує важливих закономірностей переходу діода з відкритого стану в закритий, що характеризується часом відновлення τ_B .

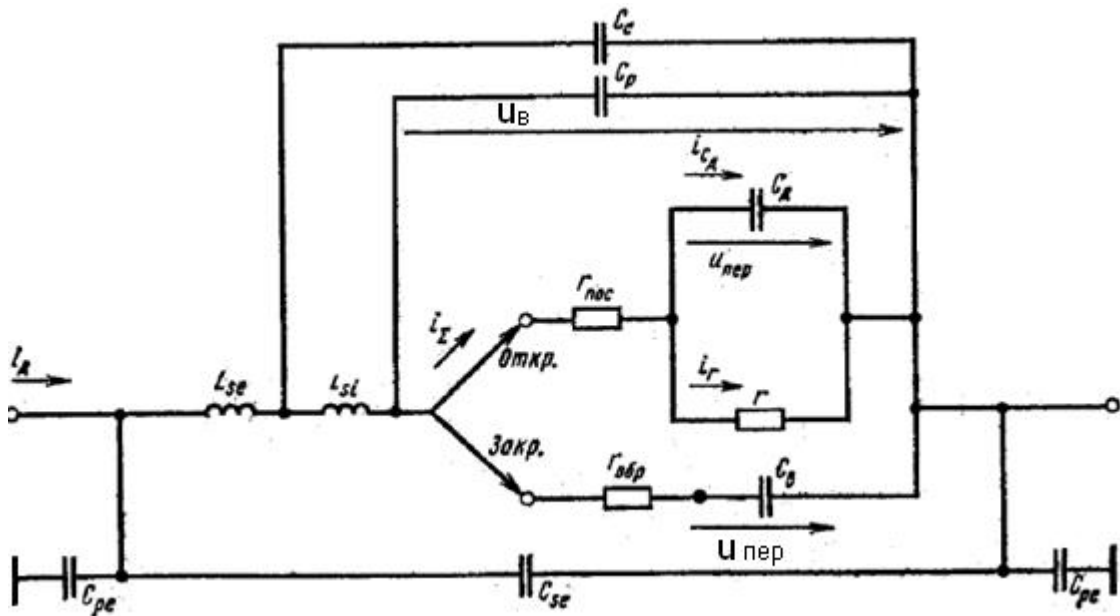


Рисунок 1.6 - Еквівалентна схема напівпровідникового діода

Для цього її необхідно ускладнювати, з огляду на розподіленість параметрів діода [23, 138]. Властивості діодів вивчають на практиці в схемі, найпростіша модифікація якої зображена на рис. 1.7а. На вхід діода через великий опір $R_1 \gg r_{np} = r_{pos} + r$ подають постійну напругу, що відпирає діод, E . При цьому через діод протікає прямий струм $I_{iD} \cong \frac{E}{R_1}$

На переході встановлюється напруга $u_{пер} = I_{np}r$, а на ємності C_d накопичується заряд

$$q = I_{iD} r C_A = I_{iD} \tau_a, \quad (1.28)$$

де $\tau_{ж}$ — час життя неосновних носіїв.

Якщо в момент часу t_1 змінити полярність вхідної напруги $e(t)$ те через діод потече зворотний струм $I_{обр} = e_{обр}/R_1$ (впливом паразитних елементів діода на рис. 1.6 нехтуємо). Ми прийняли $I_{пр} = -I_{обр}$; звичайно ж $I_{пр} \neq -I_{обр}$. Ємність C_d розряджається зворотним струмом і через опір r . У момент часу t_2 , коли заряд q близький до нуля, діод починає закриватися. Легко показати, що $t_2 - t_1 = \tau_{ж}$ при $I_{пр} = 1,7I_{обр}$. Модель, рис. 1.6, не описує закономірностей ходу кривих $u(t)$, $i(t)$ у проміжку часу t_2, t_3 таким чином, проміжок часу $t_2 - t_1$ (він називається "поличкою" [43] $\tau_{п} = t_2 - t_1$), визначається значеннями $I_{пр}$, $I_{обр}$, $\tau_{ж}$; проміжок $t_3 - t_2 = \tau_{в}$. Іноді (особливо для діодів з малим $\tau_{ж}$) у паспорті вказують сумарний час $\tau_{восст} = \tau_{п} + \tau_{у}$, рис. 1.7г); при цьому обмовляють режим виміру ($I_{пр}$, $e_{обр}$, R_1 , табл. 1.1).

Керуючими елементами є $p-i-n$ -діоди, по своїх характеристикам наближаються до ідеальних параметричних двополюсників із двома станами. Вони мають високу пробивну напругу і малу ємність $C_{в}$, при запираючих зсувах. Послідовні опори втрат у відкритому і закритому станах $\Gamma_{пос}$ і $\Gamma_{обр}$, рис. 1.6, розрізняються. Ефективний час життя $\tau_{ж}$ у $p-i-n$ -діодів настільки великий, що, з одного боку, збільшує коефіцієнт керування, а з іншого, істотно обмежує швидкодію перемикаючих пристроїв. У режимі переключення через (відкритий діод протікає гармонійний струм $I_{в} \cos \omega_{н} t$ і постійний прямий струм керування $I_{пр}$. Значення $I_{пр}$ вибирають так, щоб сума струмів $I_{пр} + I_{в} \cos \omega_{н} t$ у будь-який момент часу створювала на переході додатну напругу $U_{пер} > 0$. При малому $I_{пр}$ і великій амплітуді $I_{в}$ діод протягом періоду високочастотних коливань переходить з відкритого стану в закритий; цих явищ у модуляторах намагаються уникати в першу чергу, через властиві їм нестабільності МХ. Для спрощення приймемо $i_{\partial} = I_{пр} + I_{в} \cos \omega_{н} t = i_{\Sigma}$, рис. 1.6.

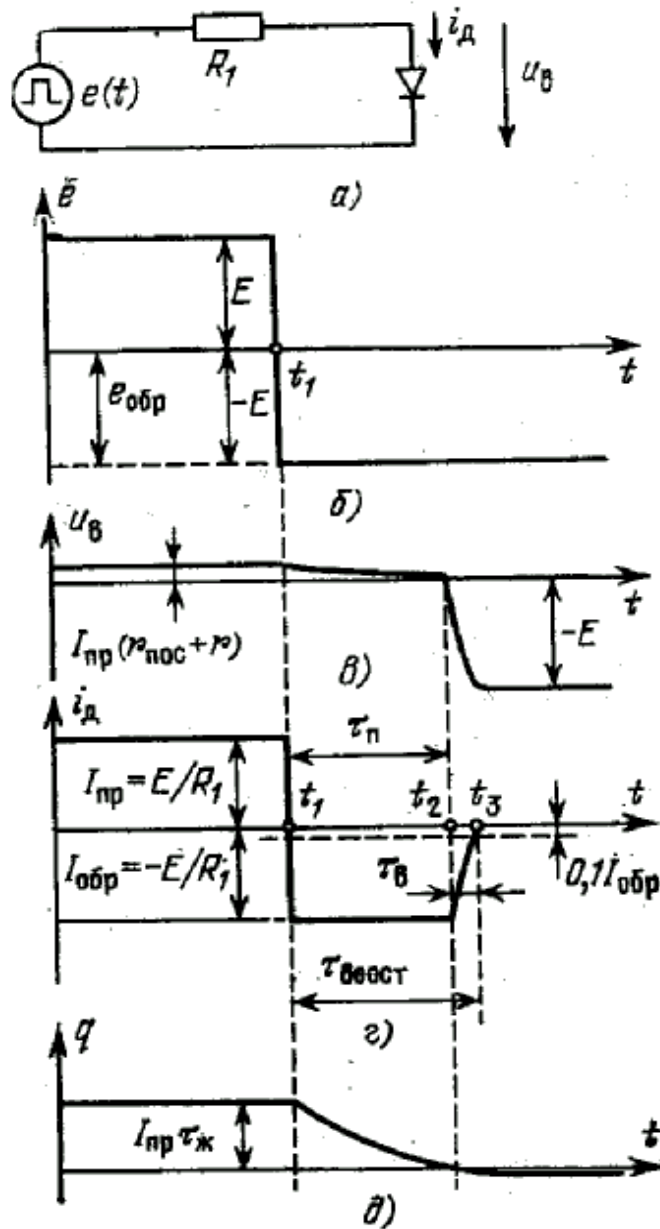


Рисунок 1.7 – Схема виміру параметрів перемикаючого діода (а), а також форми вхідної напруги (б), напруги на переході (в), струму (г) і накопиченого заряду (д)

Якщо $C_d = 0$ при $u_{пер} > 0$ (приблизно це має місце у діодах Шотки), то умова $u_{пер} > 0$ при кусково-лінійній апроксимації залежності $i_r(u_{пер})$ зводиться до умови $I_{пр} > I_B$. При наявності C_d і лінійної залежності $q(u_{пер})$ при $u_{пер} > 0$ залежність $u_{пер}(t)$ легко знайти, вважаючи, що змінна складова i_{Σ} , тобто $I_B \cos \omega_n t$ протікає тільки через ємності C_d , і нехтуючи змінною складовою i_r . У цьому випадку $u_{пер} = I_{пр} r + (I_B / \omega_n C_d) \sin \omega_n t$, отже, діод не закривається ($u_{пер} > 0$), якщо

$$I_{пр} > I_B / (\omega_n \tau_{ж}) \quad (1.29)$$

На границі відмикання $I_B/I_{пр} = \omega_n \tau_{ж}$, тобто збільшення $\tau_{ж}$ веде до збільшення відношення $I_y/I_{пр}$. У цьому сенсі велика постійна часу $\tau_{ж}$ - перевага, $p-i-n$ -діодів, оскільки для керування потужним НВЧ сигналом потрібний **малий** струм керування. Однак для того, щоб переключити діод з відкритого стану в закритий, потрібно розрядити ємність C_d , на якій виявляється накопиченим заряд (1.28).

Для того щоб протягом короткого проміжку часу розрядити C_d і перевести діод у закритий стан, треба пропустити через нього великий струм $I_{обр}$. Якщо необхідно, щоб $\tau_{восст} < \tau_{ж}$, то з розрядом C_d через r , рис. 1.6, можна знехтувати і скористатися найпростішим орієнтовним співвідношенням

$$I_{обр} = q / \tau_n \quad (1.30)$$

Ясно, що зворотний струм, рівний 0,5А, значний, а реалізована швидкодія мала. Здавалося б, для збільшення швидкодії можна зменшити $I_{пр}$, користуючись тим, що прийнятне відношення $I_B/I_{пр}$ (1.29) велике. Однак при цьому виходить тривалим процес зростання $U_{пер}$ (відмикання діода) при переключенні діода з закритого стану у відкритий.

Нехай замикаюча напруга на діоді дорівнює E , τ_1 - час, необхідний для відмикання діода до $u_{пер} = 0$ залежить від прямого струму:

$$\tau_1 = \dot{A}C_B / I_{пр} \quad (1.31)$$

Подальше зростання напруги, що відмикає, на переході буде відбуватися за законом $u_{пер} = I_{пр} r (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{ж}}})$, дійсному в припущенні, що процес зростання $u_{пер}$ такий же, як і при відсутності змінної складової в струмі через діод. Діод цілком відкритий, якщо $u_{пер} > I_B / \omega_n C_d$.

Користуючись двома останніми співвідношеннями, легко визначити мінімальне значення $I_{пр}$, що необхідне для залишкового відмикання діоду за час $\tau_2 \ll \tau_{ж}$:

$$I_{i\delta} = I_a / \omega_i \tau_2. \quad (1.32)$$

Загальний час переключення діода з закритого стану у відкритий

$$\tau_{i\delta i} = \tau_1 + \tau_2. \quad (1.33)$$

Наприклад, відповідно до (1.32) і (1.33) при $I_{пр}=6$ мА час $\tau_1=1$ нс, якщо $E=-6$ В, $C_H=1$ пф; час $\tau_2=5$ нс, якщо $I_B=0,2$ А, $f_H=1$ ГГц. Загальний час відмикання (1.33) $\tau_{отп}=6$ нс.

Очевидно, що зі збільшенням потужності НВЧ, котра повинна комутуватись діодами, необхідні значення $I_{пр}$ і відповідно $I_{обр}=e_{обр}/R_1$ при заданому ступені швидкодії збільшуються. Сказане пояснює той факт, що $p-i-n$ -діоди застосовуються там, де потрібно переключати значні потужності при помірних вимогах до швидкості переключення.

Спеціальні перемикальні $p-n$ діоди, табл. 1.1 мають значну швидкодію та характеризуються малими ємностями при замираючому зсуві. Особливої уваги заслуговують $p-i-n$ -діоди з тонкої (одиниці мікрометра) базою. Вони мають усі переваги $p-i-n$ -діодів, але дозволяють забезпечити час переключення 1...10 нс.

Таблиця 1.1 - Параметри НВЧ діодів

Діодна структура	Тип	$C_{\text{кон, ПФ}}$	$U_{\text{пр, В}}$	$C_{\text{в, пф}}$	$r_{\text{пр, Ом}}$	$\tau_{\text{віднов, нс}}$	$\tau_{\text{ж, нс}}$	$R_{\text{пк, град/ Вт}}$
p-i-n	DH438	0,2	500	0,6	0,5	250		22
p-i-n	DH482	0,2	1800	0,5	0,8	500		14
p-n	DH585	0,05	80	0,1	3,0	8	$2 \cdot 10^3$	
p-n	DH572		30	0,1		2	$7 \cdot 10^3$	
p-i-n	DH405	0,2	150	0,3	1,2	15		90
p-i-n	DH409	0,2	250	0,45	0,8	70		20
p-i-n	DH532	0,2	70	0,6	1,0	5		60
З тонкою базою								
p-i-n	EH404		250	0,06	1,5	70	$0,7 \cdot 10^3$	
p-i-n	EH409		250	0,2	0,8	70	$0,7 \cdot 10^3$	
Шотки	DH503B	0,1	250	1	10	0,01...1	$60 \cdot 10^{-3}$	

Примітки до табл. 1.1

- Ємність $C_{\text{в}}$ замкненого переходу виміряна при $U_{\text{в}} = -50 \text{ В}$ за винятком діодів DH532, де $U_{\text{в}} = -6 \text{ В}$ и DH503, де $U_{\text{в}} = 0 \text{ В}$.
- Опір утрат відкритого діода $r_{\text{пр}}$ виміряні при $I_{\text{пр}} = 100 \text{ мА}$ за винятком діодів DH585, DH532, DH505, де $I_{\text{пр}} = 20 \text{ мА}$, і діода DH482, де $I_{\text{пр}} = 10 \text{ мА}$.

3. Час відновлення $\tau_{\text{ВІДНОВ}}$ для діодів ДН438, ДН482 виміряний при $I_{\text{пр}} = 100 \text{ мА}$; $e_{\text{обр}} = 50 \text{ В}$; $R_1 = 100 \text{ Ом}$; для інших діодів, крім ДН503В, при $I_{\text{пр}} = 20 \text{ ма}$; $e_{\text{обр}} = -10 \text{ В}$; $R_1 = 50 \text{ Ом}$.

4. Опір $r_{\text{обр}}$, виміряне при $U_{\text{в}} = -50 \text{ В}$, для діода ДН438 складає 1 Ом , для ДН482 — $2,50 \text{ м}$, для ЕН409 — 3 Ом , для ЕН409 — $1,5 \text{ Ом}$. 5. Ємність $C_{\text{нон}}$ дорівнює сумі $C_p + C_s$, рис. 1.6.

Діоди з бар'єром Шотки застосовують у схемах швидкодіючих модуляторів (час переключення одиниці і частки наносекунди). У них практично не виявляється ефект нагромадження заряду в базі. Недолік цих діодів — відносно великі опори відкритого діода. Потужності модуляторів на діодах з бар'єром Шотки невеликі.

1.3. Якісні методи аналізу ФМ

На практиці широко використовуються лінійні ФМ, у яких як керуючий елемент використовується ємність запертого $p-n$ переходу чи бар'єру Шотки. Такий керуючий елемент, звичайно, називають варикапом (на НВЧ — варактором). Найпростішим лінійним ФМ прохідного типу є одноконтурний модулятор, схема якого має вигляд, рис. 1.8а.

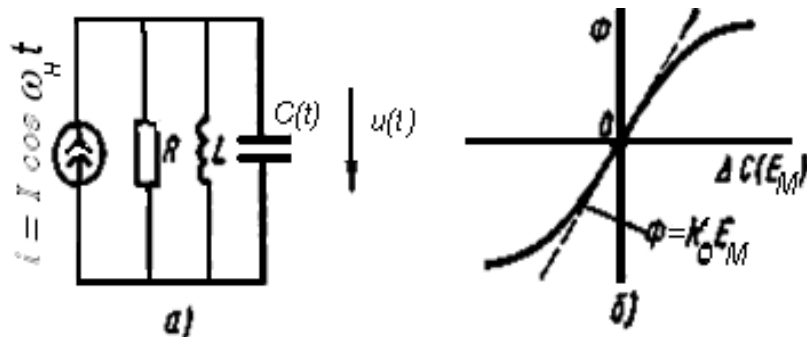


Рисунок 1.8 – Еквівалентна схема одноконтурного модулятора (а) і статична фазова модуляційна характеристика (б)

Джерело гармонійного струму при відсутності сигналу модуляції створює на контурі, що настроєний у резонанс ($\omega_H^2 = \omega_{\text{фо}}^2 = 1/(LC_0)$), гармонійну напругу, синфазну зі струмом. При повільній зміні ємності контуру $C(t) = C_0 + \Delta C(t)$ фаза й амплітуда напруги на контурі змінюються за законом

$$\Phi(t) = -\arctg N(f), \quad (1.34)$$

$$U(t) = \frac{I_z R}{\sqrt{1 + N^2(t)}}; \quad (1.35)$$

де $N(t) = (\Delta C(t)/C_0)Q$ - узагальнене відхилення контура, $Q = \omega_{\phi_0} C_0 R$ - згасання контура, ω_{ϕ_0} — власна частота контуру при ємності C_0 . Навіть, якщо зміна ємності пропорційно модулює сигнал: $\Delta C(t) = m(t)$, МХ $\Phi(\Delta C)$ виявляється нелінійною, (1.34), (1.35). При дуже малих E_m крутість МХ $k = d\Phi/dE_m$ (дорівнює початковій крутість $k_0 = m/C_0$). При зростанні E_m крутість зменшується в порівнянні з k_0 . Так, при $\Phi = \pm\pi/8$ крутість МХ на 12,5% менше, ніж k_0 . Часто інтегральна оцінка нелінійності фазової МХ δ_Φ визначається як різниця між девіацією фази Φ , обчисленою по ідеалізованій характеристиці $\Phi = k_0 E_m$, рис. 1.8б, і реальною девіацією, що віднесена до $k_0 E_m$:

$$\delta_\Phi = \int_0^{E_m} k(E_m) \frac{dE_m}{k_0 E_m - 1}. \quad (1.36)$$

При $\Phi = \pm\pi/8$ у нашому випадку $\delta_\Phi = 4,8\%$. Звичайно, нелінійність залежності $\Delta C(E_m)$, що обумовлена вольткуловою характеристикою варикапа, також істотно впливає, на МХ.

Елементарна модель, рис. 1.8а, ілюструє особливості модулятора, що виникають при використанні варикапа як параметричного елемента. Вихідна потужність модулятора $U^2/2R$ обмежена, оскільки обмежена амплітуда напруги на варикапі (варикап не повинний відмикатися і пробиватися). Усереднена по першій гармоніці його ємність залежить від амплітуди напруги на ньому [6]; відповідно зміна потужності на виході модулятора (у моделі на рис. 1.8а - зміна амплітуди струму I) призводить до зміни МХ. Зміна амплітуди напруги на закритому варикапі мало впливає на МХ, якщо вона не перевищує 20...30% від напруги початкового зсуву на варикапі.

Нестабільність параметрів попереднього і наступного каскадів (у моделі, рис. 1.8а, — нестабільність параметрів контуру) також може призводити до зміни МХ. Співвідношення (1.34), (1.35) у поєднанні з залежністю $C(E_m)$ дозволяють розрахувати статичну МХ. Власне кажучи, (1.34), (1.35) є співвідношеннями

квазістаціонарної теорії лінійних ФМ. Як уже відзначалося, якщо період частоти, що модулює, $T=2\pi/\Omega$ і постійна часу НВЧ системи, на основі якої здійснюється модуляція (у нашому випадку це постійна часу контура $T_{\phi_0} = 2Q/\omega_{\phi_0}$), стають рівними, процеси в модуляторі істотно ускладнюються. Закони зміни фази й амплітуди сигналу на виході модулятора відрізняються в цьому випадку від розрахованих за допомогою (1.34), (1.35).

Більш досконалою є динамічної модель одноконтурного лінійного ФМ, що заснована на наступних міркуваннях. Нехай ємність у схемі на рис. 8а змінюється за гармонійним законом

$$C(t) = C_0 + \Delta C(t) = C_0(1 + q_i \cos \Omega t), \quad (1.37)$$

де q_i — індекс модуляції ємності. Рівняння, що зв'язує миттєві значення струму $i(t)$ і напруги $u(t)$ на контурі, записується у вигляді:

$$\frac{1}{L} \int u(t) dt + \frac{u}{R} + C(t) \frac{du}{dt} = i(t) \quad (1.38)$$

Якщо $i(t) = \cos(\omega_i t)$ — гармонійний струм, то з (1.37) та (1.38), одержуємо неоднорідне диференціальне параметричне рівняння

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + 2\alpha(t) \frac{du}{dt} + \omega_{\phi}^2(t) u = f_n(t) \quad (1.39)$$

де коефіцієнти, як і права (джерельна) частина змінюються у часі за періодичним законом

$$\alpha(t) = (1 - RC_0 \Omega q_i \sin \Omega t) / [RC_0(1 + q_i \cos \Omega t)], \quad (1.40)$$

$$\omega_{\phi}^2(t) = 1/[LC_0(1 + q_m \cos \Omega t)] \quad (1.41)$$

$$f_n = -I \omega_n \sin(\omega_n t) / [C_0(1 + q_m \cos \Omega t)] \quad (1.42)$$

Розв'язок цього рівняння при $\Omega \ll \omega_{\phi}$ можна подати гармонійною функцією з повільно мінливою амплітудою і фазою:

Мар'ян Микола Олексійович

$$u(t) = U(t) \cos[\omega_n t + \varphi(t)]. \quad (1.43)$$

При повільній зміні ємності для розрахунку $U(t)$ і $\varphi(t)$ справедливі співвідношення (1.34), (1.35). Відмінність законів зміни $U(t)$ і $\varphi(t)$ від квазістаціонарних характеризує динамічні викривлення в модуляторі. Розрахунок залежностей $\varphi(t)$ і $U(t)$ [48], навіть при гармонійній зміні ємності (1.37) є достатньо складною задачею.

Відомою підстановкою

$$u = ye^{-\int \alpha(t) dt} \quad (1.44)$$

розв'язок (1.39) зводять до неоднорідного рівняння з певними регулярностями, що відповідають, при періодичних у часі коефіцієнтах рівнянню Хілла [6]. При відносно повільній (досить малому за період $T_{\varphi_0} = 2\pi / \omega_{\varphi_0}$) зміні коефіцієнтів (1.40), (1.41) рівняння (1.39), що має місце при використанні контуру як модулятора, асимптотичні розв'язки можуть бути досить точними і дозволяють наочно представляти якісний бік процесу; крім того, наявність таких розв'язків дозволяє з довірою відноситися до результатів прямих чисельних розв'язків рівняння (1.39) для різних сполучень параметрів. Найбільш придатними для аналітичного розв'язку є методи Пуанкаре — Ляпунова, метод Ван-дер-Поля, метод Вентцеля, Крамерса, Бриллюена (ВКБ). При використанні будь-якого з цих методів доцільно покласти $u = \text{Re}[i]$ і перейти до комплексних величин, а також ввести нормований час $\tau = \Omega t$. При цьому в (1.38) покладемо

$$i(t) = Ie^{j\omega_c t}; \quad u(t) = U(t)e^{j\omega_c t}; \quad U(t) = U_t e^{j\varphi(t)} \quad (1.45)$$

де U_t — комплекс амплітуди, домодуляційного коливання, зміна у часі якого визначається модуляційним процесом.

Рівняння для миттєвої комплексної напруги u легко одержати з (1.39)

Мар'ян Микола Олексійович

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + 2\alpha(t) \frac{du}{dt} + \omega_{\phi}^2(t)u = F(t)e^{j\omega_s t} \quad (1.46)$$

де

$$F = j\omega_i / [C_0(l + q_i \cos \Omega t)] \quad (1.47)$$

Воно приводиться до виду

$$\begin{aligned} M^2 U_N'' + U_N' [-(1 + q_M \cos \tau)^{-1} q_M M^2 \sin \tau + j2M + Q^{-1} M (1 + q_M \cos \tau)^{-1}] + \\ + U_N [(1 + q_M \cos \tau)^{-1} (2\nu - q_M \cos \tau + jQ^{-1}) - jq_M M \sin \tau (1 + q_M \cos \tau)^{-1}] = \\ = j(1 + q_M \cos \tau) \end{aligned} \quad (1.48)$$

де штрихи позначають диференціювання по безрозмірному часу $\tau = \Omega t$; а $M = \Omega / \omega_i$; $U_N = U \omega_i C_0 / I$ — нормована комплексна амплітуда напруги; $\nu = (\omega_{\phi_0}^2 - \omega_n^2) / 2\omega_n^2$ — відхилення від резонансної частоти контура $\omega_{\phi_0} = 1 / \sqrt{LC_0}$ вхідної частоти переносника ω_n .

Розв'язати (1.48) можна методом малого параметра, за який сприймають $M = \Omega / \omega_n$, згідно з чим перше наближення

$$U_N = \frac{Q}{1 - j(2\nu - q_i) Q \cos \tau} \left[1 + M q_i Q^2 \sin \tau \frac{j(2 + 2\nu + q_i \cos \tau)}{[1 - j2(\nu - q_i \cos \tau) Q]^2} \right] \quad (1.49)$$

Винесений за квадратну дужку член визначає комплексну амплітуду U_{ON} у квазістаціонарному наближенні; при $\nu=0$ з нього легко одержати (1.34), (1.35), підставивши в них (1.37). Член у квадратних дужках (його позначимо δ) — поправочний множник до U_{ON} . Фаза коефіцієнта δ , тобто $\arg(\delta)$, визначає відхилення фази вихідного коливання від стаціонарного закону, тобто динамічну похибку. При $\nu=0$ і малих q_M і M $\delta = 1 - j2Mq_i Q^2 \sin \tau$ і $\arg \delta = -2Mq_i Q^2 \sin \tau$. При великих відхиленнях ν $\delta = 1 + jMq_i \sin(\tau) / (2\nu)$; $\arg \delta = Mq_i \sin(\tau) / (2\nu)$. Ясно, що при резонансі динамічна похибка більше, ніж при великих відхиленнях.

Недолік методу малого параметра при розв'язку сформульованої задачі — повільна збіжність ряду типу (1.49), що містить члени зі степенями M вище першої. Підставивши $u = ye^{-\int \alpha(t) dt}$ приводимо рівняння (1.46) до канонічної форми:

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + f(t)y = F_i(t) \quad (1.50)$$

де

$$\begin{aligned} F_n(t) &= F(t)e^{j\omega_n t + \int \alpha(t) dt} \\ f(t) &= \omega_\phi^2(t) - \alpha^2(t) - \frac{d\alpha}{dt} \end{aligned} \quad (1.51)$$

Його можна розв'язати, використовуючи метод Ван дер Поля. Припустивши згасання, відхилення і швидкість перебудови контуру досить малими і позначивши $y = Ve^{j\omega_i t}$, отримують коротке рівняння

$$\frac{dV}{dt} + \frac{\omega_\phi^2(t) - \omega_i^2}{j2\omega_i} V = \frac{1}{j2\omega_i} F_i(t) \quad (1.52)$$

Загальний розв'язок рівняння (1.52) відомий. З огляду на те, що $U = Ve^{-\int \alpha(t) dt}$ і виконуючи відповідні перетворення знаходимо комплексну амплітуду U .

Наприклад, частковий розв'язок, що характеризує примусові процеси при нульових початкових умовах (нормальний розв'язок), має вид

$$U(t) = \frac{j}{2\omega_{H0}} \int_0^t F(x) e^{\left\{ \frac{1}{2} \left[j\omega_n(x-t) + j \int_x^t \frac{\omega_\phi^2(x)}{\omega_n} dx \right] - \int_x^t \alpha(x) dx \right\}} dx \quad (1.53)$$

Припустимо що параметр q_m достатньо малий, тоді співвідношення (1.40) ... (1.42) представляють у вигляді

$$\alpha(\tau) = \frac{1}{2RC_0} (1 - q_i \cos \tau) - \frac{1}{2} q_i \Omega \sin \tau \quad (1.54)$$

$$\omega_\phi^2(\tau) = (1 - q_m \cos \tau), \quad (1.55)$$

$$F(\tau) = \frac{j\omega_i I}{C_0} (1 - q_i \cos \tau) \quad (1.56)$$

Тоді використовуючи (1.53) і нехтуючи значеннями $v^2 \ll 1$ і $vq_i \ll 1$, визначаємо сталу нормовану комплексну амплітуду сигналу

$$\begin{aligned} U_N &= \frac{1}{j2M} e^{aq_i \sin \tau - \frac{q_i}{2} \cos \tau} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{N=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (j)^p I_p (aq_i) I_N \left(\frac{q_i}{2} \right) \times \\ &\times e^{j(N+P+m)\tau} \left\{ T_m(q, a, b_1) - \frac{1}{2} q_i e^{-j\tau} T_m(q, a, b_3) - \frac{1}{2} q_i e^{j\tau} T_m(q, a, b_5) \right\} \end{aligned} \quad (1.57)$$

де

$$T_m(q, a, b_k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(q) J_{n-m}(q) \frac{1}{n + b_k - ja} \quad (1.58)$$

— функції Туркіна [6], $J_k(q)$ і $I_k(q)$ — проста та модифікована функції Бесселя першого роду [9, 10, 21]; $\tau = \Omega t$; $q = q_m / 2M$; $a = (2MQ)^{-1}$; $M = \Omega / \omega_n$; $\nu = (\omega_{\phi_0} - \omega_n) / \omega_n$; $b_1 = -\nu / (M + N + P)$; $b_3 = -\nu / (M - 1 + N + P)$; $b_5 = -\nu / (M + 1 + N + P)$; $U_N = U \omega_H C_o / I$; $k = \{1, 3, 5\}$.

Більш точний розв'язок рівняння (1.46) при мінімальній кількості передумов, що спрощують, вдається одержати при використанні методу ВКБ [96, стр 289]. Загальний розв'язок однорідного рівняння, що відповідає (1.50), у першому наближенні методу ВКБ має вид

$$y = \frac{C_1}{f^{1/4}(t)} e^{j \int \sqrt{f(t)} dt} + \frac{C_2}{f^{1/4}(t)} e^{-j \int \sqrt{f(t)} dt} \quad (1.59)$$

де C_1 і C_2 — довільні константи. Доданки в (1.59) є лінійно незалежними функціями, що наближено утворюють фундаментальну систему розв'язків. На підставі (1.59), використовуючи, наприклад, метод варіації постійних, можна розв'язати неоднорідне рівняння (1.50), а отже, і (1.46). Зокрема, нормальний розв'язок, що визначає комплексну амплітуду коливань, має вигляд

$$U(t) = -\frac{j}{2} \int_0^t F(x) e^{\left[j\omega_H(x-t) + j \int_x^t \sqrt{f(x)} dx - \int_x^t \alpha(x) dx - \frac{1}{4} \ln[f(t)f(x)] \right]} dx + \frac{j}{2} \int_0^t F(x) e^{\left[j\omega_H(x-t) - j \int_x^t \sqrt{f(x)} dx - \int_x^t \alpha(x) dx - \frac{1}{4} \ln[f(t)f(x)] \right]} dx \quad (1.60)$$

Звідси використовуючи наближення (1.54)...(1.56) і поклавши

$$f(t) \cong \omega_\delta^2(t), \quad \sqrt{f} \cong \omega_{\delta 0} \left(1 - \frac{q_i}{2} \cos \tau\right), \quad e^{-\frac{1}{4} \ln f(t)} = [f(t)]^{-\frac{1}{4}} \cong \frac{(1 + \frac{q_i}{4} \cos \tau)}{\sqrt{\omega_{\delta 0}}}$$

одержуємо вираз для нормованої сталої амплітуди

$$U_N = \frac{1 + \left(\frac{q_i}{4}\right) \cos \tau}{j2M(1+\nu)} e^{aq_i \sin \tau - \frac{q_i}{2} \cos \tau} \sum_{P=-\infty}^{\infty} \sum_{N=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (j)^p I_p (aq_i) I_N \left(\frac{q_i}{2}\right) \times$$

$$\times e^{j(N+P+m)\tau} \left\{ \begin{aligned} & T_m(q, a, b_1) - T_m(q, a, b_2) - \frac{3}{8} q_i e^{-j\tau} [T_m(q, a, b_3) - T_m(q, a, b_4)] - \\ & - \frac{3}{8} q_i e^{j\tau} [T_m(q, a, b_5) - T_m(q, a, b_6)] \end{aligned} \right\} \quad (1.61)$$

де

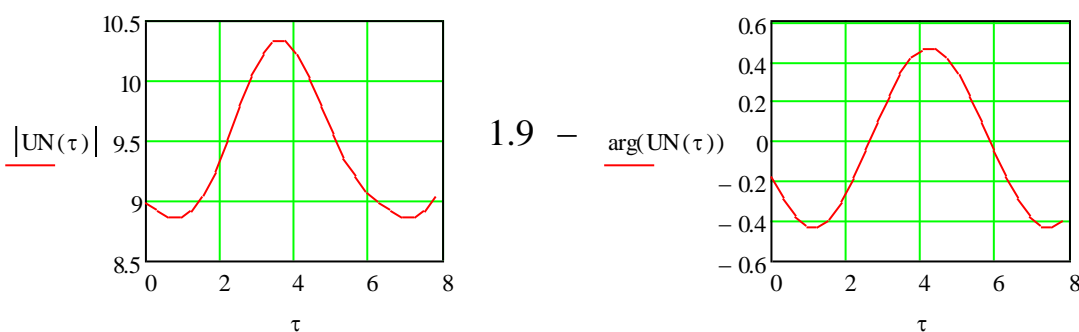
$$q = \frac{q_i (1+\nu)}{2I}; \quad b_2 = \frac{(\nu+2)}{M+N+P}; \quad b_4 = \frac{(\nu+2)}{M+1+N+P}; \quad b_6 = \frac{(\nu+2)}{M-1+N+P}$$

$$k = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$$

(інші члени див. в експлікації до формули (1.57)).

Отримане співвідношення дозволяє розрахувати залежності $U(t)$ і $\Phi(t)$ тобто динамічні характеристики модулятора. З (1.61) можна знайти також і спектральні складові модульованого сигналу.

Для отримання динамічних характеристик одно контурного модулятора, рис. 1.8 у відповідності з методом ВКБ складена програма в програмному середовищі MathCad 14, що представлена в Додатку А. Результати обчислення мають вигляд, рис. 1.9.



1.9 –

а
б
Рисунок
Зміна

амплітуди (а) і фази (б) напруги на вході одноконтурного лінійного фазового модулятора в часі

Отримані в компактній спосіб результат добре узгоджується з існуючими методами обчислення, що приводяться в [6] для одно контурного, рис. 1.10, рис. 1.11, ФМ

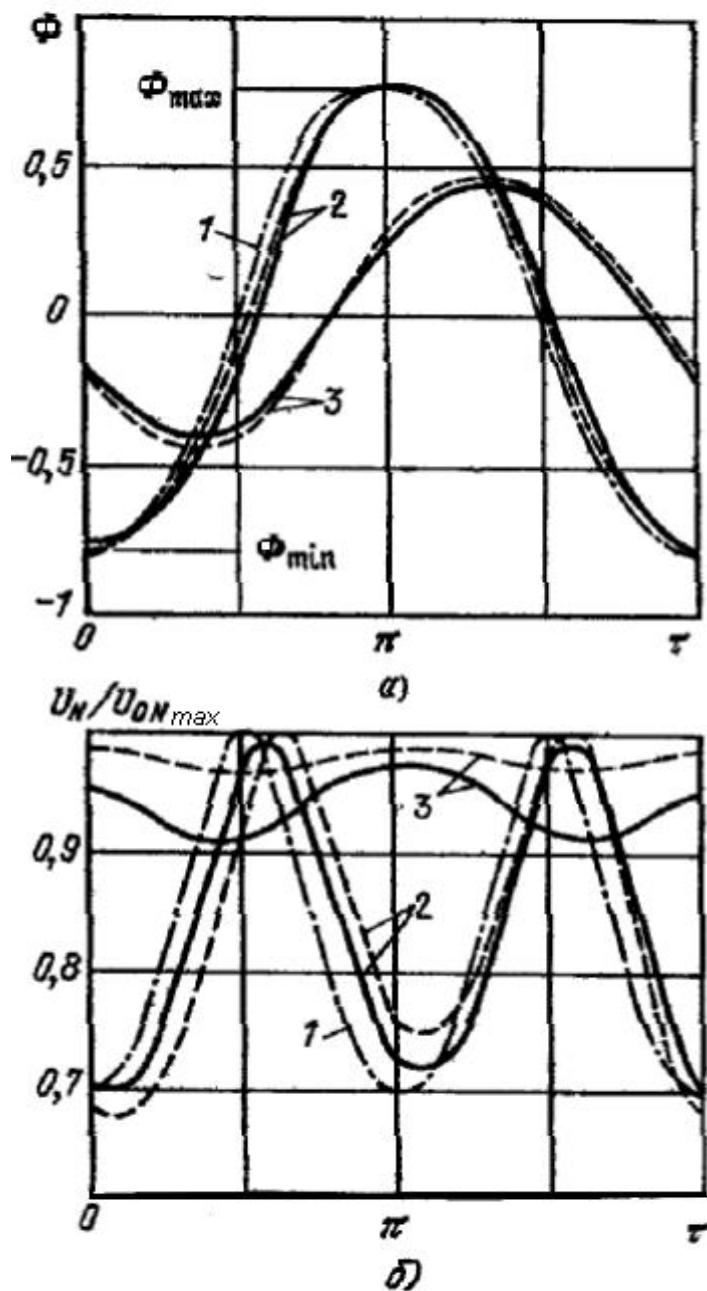


Рисунок 1.10 – Зміна фази (а) і амплітуди (б) напруги на вході одноконтурного лінійного фазового модулятора в часі при $Q=10$; $q_k=0,1$; $v=0$; $M \rightarrow 0,1(1)$; $M=0,01(2)$; $M=0,1(3)$; при квазістаціонарному наближенні (—.—), наближенні ВКБ (— — —) і чисельному розв'язку (————). $U_{ON_{max}}$ — максимальна амплітуда при $M \rightarrow 0$.

$$\left| \frac{j[\omega_n - \omega_\phi(t) + \alpha(t)]}{[j(\omega_n + \omega_\phi(t))]} \right| \ll 1 \quad (1.62)$$

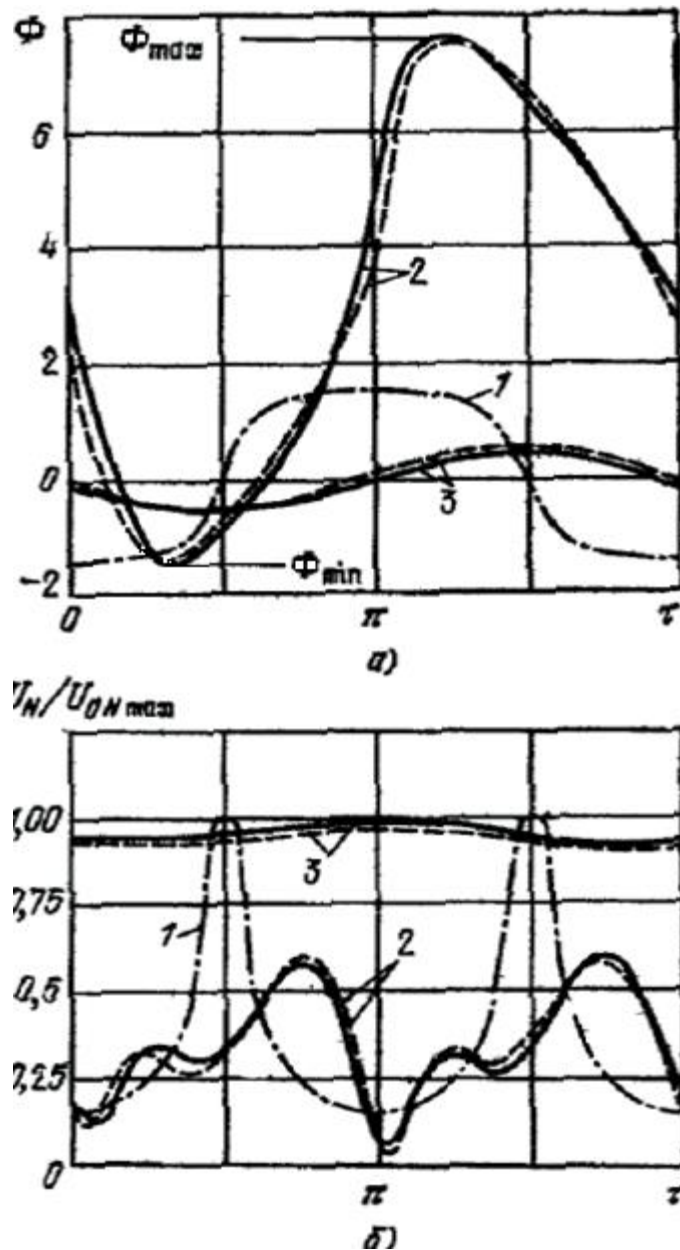


Рисунок 1.11 – Зміна фази (а) і амплітуди (б) напруги на виході одноконтурного лінійного фазового модулятора в часі при $Q=60$; $q_m=0,1$; $v=0$; $M \rightarrow 0$ (1); $M = 0,01$ (2); $M = 0,1$ (3)

Отримані розв'язки (1.57) й (1.61) збігаються якщо зберегти лише доданки

з параметром b_1 і покласти в (1.61) $\frac{1+(\frac{q_m}{4})\cos\tau}{1+v} \cong 1$ та $vq_m \ll 1$, що рівносильно

виконанню (1.62). Порівняння розв'язків (1.61) з результатами чисельного інтегрування (1.46) за допомогою комп'ютера показало, що воно практично

точно описує процеси в модуляторі, якщо при підсумовуванні максимальний порядок функцій $I_k(x)$, що обчислюються за рекурентними формулами, вибрати з умов $I_k(x)=0$ при $I_k(x)/I_0(x)<10^{-6}$, а порядок функцій $J_k(x)$ - за умови $J_k(x)=0$ при $|k|>x+15$.

Відзначимо, що в області параметрів, де відхилення від квазістаціонарних законів стає помітним (наприклад, $Q=20$, $q_m=0,2$; $M=0,01$), число членів сум, що враховуються, у (1.61) невелике і для розрахунків цілком можна користуватися таблицями функцій Бесселя.

Співвідношення (1.61) отримано в припущенні, що ємність контуру на рис. 1.8 лінійно залежить від керуючої напруги. Для реальних варикапів залежність диференціальної ємності від напруги більш складна [23, 155]:

$$C_B \cong C_1 \left[\frac{u_{B1} - \varphi_k}{u_B - \varphi_k} \right]^v,$$

де u_B – напруга на діоді, C_1 – ємність при напрузі u_{B1} , $= 1/3$ для плавного p-n переходу, і $v = 1/2$ - для різкого, φ_k – контактна різниця потенціалів, що для кремнієвих діодів приблизно дорівнює 0,7 В.

1.4. Двоконтурні фазові модулятори на варикапах

Нехай C_g — ємність діодів, параметри яких вважаємо однаковими; G_B — провідність втрат діода, покладаємо $G_B = \text{const}$, нехтуючи залежністю G_B від напруги, що модулює, на варикапі; $C_{св}$ - ємність зв'язку; $G_{г}$ - вихідна провідність джерела НВЧ сигналу; $G_{н}$ - провідність навантаження. Фаза між вхідним ($I_{вх,в}$) і вихідним ($I_{вих}$) струмами залежить від ємності $C_{св}$, Комплексний коефіцієнт передачі струму $K_1 = I_{вих}/I_{вх}$ зв'язаний з параметрами системи таким чином:

$$K_1 = K_1 e^{j\varphi} = j\beta_1 / [(1 + jN_1)(1 + jN_2) + \beta_1\beta_2], \quad (1.37)$$

де

$$\beta_1 = \omega_H C_{CB} / (G_T + G_B);$$

$$\beta_2 = \omega_H C_{CB} / (G_H + G_B) -$$

параметри зв'язку, а

$$N_1 = Q_1 \Delta C_B / (C_{B0} + C_{CB});$$

$$Q_1 = \omega_H (C_{B0} + C_{CB}) / (G_T + G_B);$$

$$N_2 = Q_2 \Delta C_B / \Delta C_{B0} + C_{CB};$$

$$Q_2 = \omega_H (C_{B0} + C_{CB}) / (G_H + G_B) -$$

узагальнені відхилення і добротності першого та другого парціального контурів, утворених індуктивностями L і паралельно з'єднаними ємностями C_B і C_{CB} ; при резонансі $\omega_H^2 = 1 / (C_{B0} + C_{CB})L$, відповідно $C_B = C_{B0} + \Delta C_B$. Комплексні амплітуди напруг на контурах $U_{вих}$, $U_{вх}$ зв'язані коефіцієнтом передачі напруги

$$K_U = U_{вих} / U_{вх} = j \beta_2 / (1 + j N_2). \quad (1.38)$$

При резонансі ($C_B = C_{B0}$; $N_1 = 0$; $N_2 = 0$) амплітуда $U_{вих}$ синфазна з $I_{вх}$, а $U_{вих}$ випереджає $U_{вх}$ на $\pi/2$. Залежність фази K_1 від відхилення (1.37) визначає статичну МХ $\varphi(\Delta C_B)$; залежність $K_1(\Delta C_B)$ характеризує паразитну амплітудну модуляцію (ПАРМ).

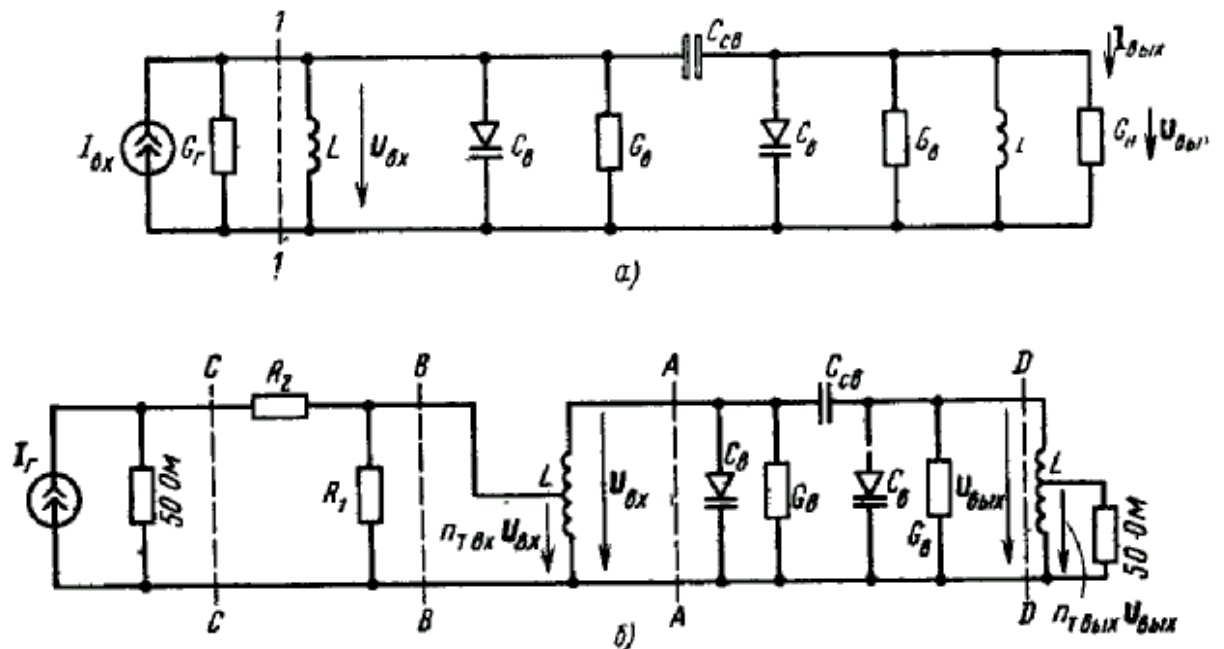


Рисунок 1.12 – Еквівалентні схеми двоконтурного лінійного фазового модулятора

Згідно (1.37)

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \left[\frac{N_2(1+A)}{(1-N_2^2 A + \beta_2^2 A)} \right] \quad (1.39)$$

$$K_1 = \frac{\beta_1}{[N_2^2(1+A^2) + (1-N_2^2 A + \beta_2^2 A)]^{1/2}} \quad (1.40)$$

де $A = \frac{Q_1}{Q_2}$.

При зміні N_2 від $-\infty$ до $+\infty$ φ змінюється в межах від $5\pi/2$ до $-3\pi/2$. Знаючи залежність диференціальної ємності діода від напруги, легко знайти співвідношення для цікавлячих нас МХ $\varphi(E_M)$. Для різкого p - n -переходу

$$N_2 = Q_2(E_{M0}/E_M)^{1/2} - 1, \quad (1.41)$$

де E_{M0} — напруга, при якій $C_B = C_{B0}$.

Розрахунки показують, що найбільш вигідними з погляду забезпечення лінійності МХ значеннями параметрів модулятора є $A \cong 1$; $\beta = (1 \dots 1,25)$.

З табл. 1.2 видно, у яких межах треба змінювати відносну напругу, що модулює, E_M/E_{M0} для одержання змін фази $\Delta\varphi$ при малій зміні диференційної крутизни МХ $k = d\varphi/dE_M$ відносно її значення при резонансі

$$k_0 = Q_2(1+A)/2E_{M0}(1+\beta^2)A \quad (1.42)$$

Для прикладу розрахуємо $L_{ФМ}$ на частоті переносника в 300 МГц; номінальний індекс модуляції $\Phi_M = 25^\circ$ ($\Delta\varphi = 50^\circ$), а нелінійність не гірше $\pm 5\%$. Діод має параметри $C_4 = 12$ пф, послідовний опір втрат $r_{обр} = 1,33$ Ом, $U_{пр} = 25$ В, $P_{max} = 20$ мВт.

Таблиця 1.2 - Параметри двоконтурного модулятора при $\Delta k/k_0 < 0,05$; $A = 1$; $\gamma = 1/2$

$\beta_1 = \beta_2$	Q	E_M/E_{M0}	$\Delta\varphi^\circ$
1,00	7	1,06-1,26	35,5
1,25	7	1,00-1,4	57,0
1,50	7	1,02-1,6	66,5
1,00	10	0,97-1,2	66,0
1,25	10	0,95-1,31	80,5

За допомогою табл. 1.2 вибираємо параметри ЛФМ $A=1$, $\beta_2=1,25$, $Q_2=7$. Для одержання $\Delta\varphi=57^\circ$ потрібно змінити E_M від $E_{M \min}=E_{M0}$ до $E_{M \max} = 1,4E_{M0}$. Абсолютне значення E_M залежить від необхідної потужності на виході $P_{\text{вих}}=U_{\text{вих}}^2 C_H/2$. Напряга на варикапах складається з напруги, що модулює, E_M і високочастотної напруги з амплітудою U_B ; E_M і U_B повинні бути такими, щоб варикап не пробивався і не відкривався:

$$E_{M \max} + U_B \leq U_{\text{пр}}, \quad (1.43)$$

$$U_B \leq E_{M \min}. \quad (1.44)$$

Оцінимо максимальне значення $P_{\text{вих}}$, що може реалізовуватись і одержанні при цьому U_B , $E_{M \max}$, $E_{M \min}$. У відповідності з (1.38) при резонансі ($N_2=0$) $U_{\text{вих}}=\beta_2 U_{\text{вх}}=1,25U_{\text{вх}}$; тому будемо виходити з режиму другого варикапу. Якщо $\Delta\varphi=57^\circ$, табл. 1.2, то $E_{M \min}/E_{M0}=1$; $E_{M \max}/E_{M0}=1,4$; із (1.43), (1.44) $U_{\text{пр}} = E_{M \max} + U_B = E_{M \max} + E_{M \min}$; звідси $E_{M \min} = E_{M0} = 10,4$ В; $E_{M \max} = 14,6$ В; ємність $C_{B0}=2C_4/\sqrt{E_{M0}} = 7,4$ пФ. При $r_{\text{обр}}=1,33$ Ом $G_B=r_{\text{обр}}(\omega_H C_{B0})^2=0,256$ мСм.

Знайдемо тепер провідність навантаження G_H , рис. 1.12а, виходячи з відомої добротності $Q=7$; $\beta_2=1,25$ (1.37): $G_H=2,42$ мСм. Потужність у навантаженні при $U_B = E_{M \min}$ $P_{\text{вих}} = 130,8$ мВт; потужність, що розсіюється у варикапі, $P_{\text{рас}}=U_B^2 G_B/2=13,8$ мВт.

При зменшенні вихідної, а відповідно і вхідної потужності, МХ міняється мало. Причиною деякого впливу рівня потужності на МХ є залежність усередненої по першій гармоніці ємності варикапа від амплітуди напруги на ньому. Чутливість модулятора (1.42) складає $15^\circ/\text{В}$. Ємність зв'язку $C_{\text{св}}=\beta_2(G_H+G_B)/\omega_H=1,77$ пФ.

Контурні індуктивності $L=1/\omega_H^2(C_{B0} + C_{\text{св}})=31$ нГн. Амплітуда напруги на першому варикапі (1.38) $U_B=U_{\text{вих}}/\beta_2=10,4/1,25=8,3$ В; потужність втрат у ньому $8,85$ мВт.

Власне високочастотним входом ЛФМ є перетин 1-1 на рис. 1.12а. При резонансі вхідна провідність модулятора щодо перетину 1-1 $G_{ВХ0} = G_B + \beta^2_2(G_H + G_B) = 4,43$ мСм. Важливою задачею є узгодження входу ЛФМ із генератором. Припустимо, що модулятор збуджується генератором з вихідним опором 50 Ом, котрий можна підключити до частини витків котушки L, рис. 1.12б, при $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$.

Для забезпечення розрахункової характеристики необхідно, щоб дійсна складова вихідної провідності ланцюга лівіше перетину AA, рис. 1.12б, дорівнювала $G_r = 2,42$ мСм. Бажано також, щоб джерело вхідного сигналу, вихідний опір якого покладаємо рівним 50 Ом, працювало на навантаження, близьке до узгодженого. Підбираючи коефіцієнт включення джерела до індуктивності L, при $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$ можна виконати тільки одну з цих умов. У ряді випадків допускають неузгодженість у вхідному ланцюзі. На практиці приходиться піклуватися про стабілізацію МХ, у першу чергу у діапазоні робочих температур. Однією з головних причин нестабільності МХ є нестабільність параметрів джерела збудження, у термінах рис. 1.12а — нестабільність провідності G_r , що впливає на добротність, а відповідно на ступінь лінійності ФМ і його чутливість. Задачу стабілізації МХ лінійного ФМ температурної нестабільності джерела збудження розв'язують за допомогою резистивного атенюатора R_1 , R_2 , рис. 1.12б. При цьому свідомо йдуть на втрати потужності НВЧ в атенюаторі. Неважко переконатися, що при $R_1 = 84$ Ом, $R_2 = 30$ Ом і коефіцієнті включення $n_{ТВХ} = 0,318$ розрахункова провідність генератора $G_r = 2,42$ мСм. При резонансі вхідна провідність модулятора в перетині BB, рис. 1.12б, $G_{ВХрез}/n^2_{ТВХ} = 43,7$ мСм. Відповідно вхідна провідність модулятора в перетині CC складає 20,9 мСм, тобто джерело збудження працює практично на узгоджене навантаження. Номінальна потужність генератора, що необхідна для забезпечення у навантаженні максимальної потужності $P_{вих} = 130,8$ мВт, складає приблизно 400 мВт.

Навантаження, наприклад 50 Ом, варто включити у вихідний ланцюг так, щоб дійсна складова вхідної провідності правіше перетину DD , рис. 1.12б, складала $G_H=2,42$ мСм. Для виконання цієї умови досить частково підключати навантаження у вихідний контур; у нашому випадку коефіцієнт підключення навантаження $n_{т\text{ вих}}=0,35$. Для стабілізації МХ у вихідному ланцюзі, як і у вхідному, часто використовують резистивний атенюатор, що послаблює вплив параметрів навантаження на МХ.

При збільшенні частот, що модулюють, у двоконтурному ЛФМ, рис. 1.12а, як і в одноконтурному, рис. 1.8, виникають динамічні викривлення. Процеси при гармонійній зміні ємностей контурів описуються системою з двох лінійних диференціальних рівнянь, подібних (1.46). Розв'язок, що описує закони зміни фази й амплітуди вихідної напруги в сталому режимі, як у випадку одноконтурного модулятора» можна виразити через функції Туркіна і Бесселя. За структурою розв'язок має загальні риси з (1.61). Динамічні викривлення можна проаналізувати і прямим чисельним інтегруванням системи рівнянь. В [6] виконано аналіз динамічних перекручувань у модуляторі, рис. 1.13.

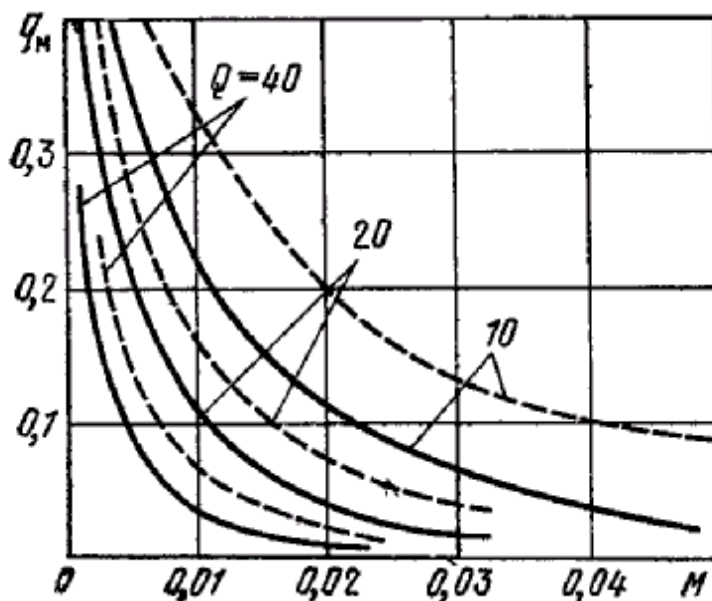
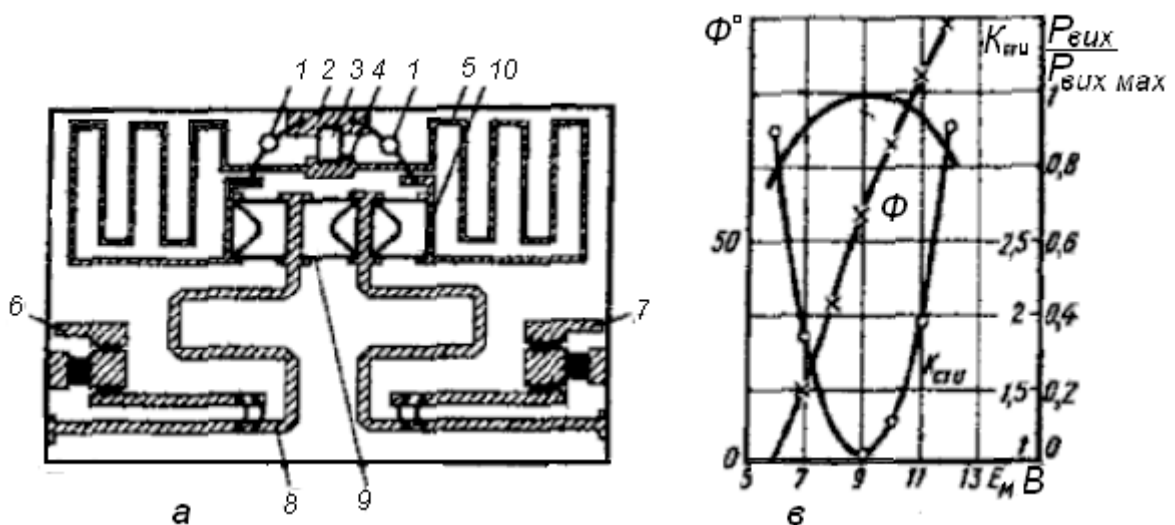


Рисунок 1.13 – Области параметрів двоконтурного модулятора ($A=1$, $\omega_H = \omega_0$, $\beta=1$, $\gamma = 1/2$), що відповідають динамічним викривленням менш 10% (— — —) і менш 20% (——)

Внутрішні області графіків відповідають параметрам, при яких девіація фази, розрахована на основі квазістаціонарної теорії, не більше ніж на 10 чи 20% відрізняється від реальної девіації фази. Модуляційні характеристик двоконтурного модулятора якісно не відрізняються від характеристик одно контурного, рис. 1.9.

1.5. Принципова схема та друкована плата фазового модулятора

Опускаючи деталі вибору зі стандартизованого ряду номіналів компонентів, кінцевий результат можна представити у вигляді рис. розглянемо схему, рис. 1.14б, типові модуляційні характеристики, рис. 1.14, та конструктивну реалізацію плати ФМ, рис. 1.14а. Варикапи 1, рис. 1.14а, конструктивно виконані як «бусини» з тонкими виводами, що приклеєні до підніжжя. Включені послідовно з варикапами конденсатори КТ4-27 10 забезпечують підналагодження параметрів модулятора й одночасно є блокувальними; таким же є конденсатор 9, що використовується як елемент зв'язку між контурами С4.



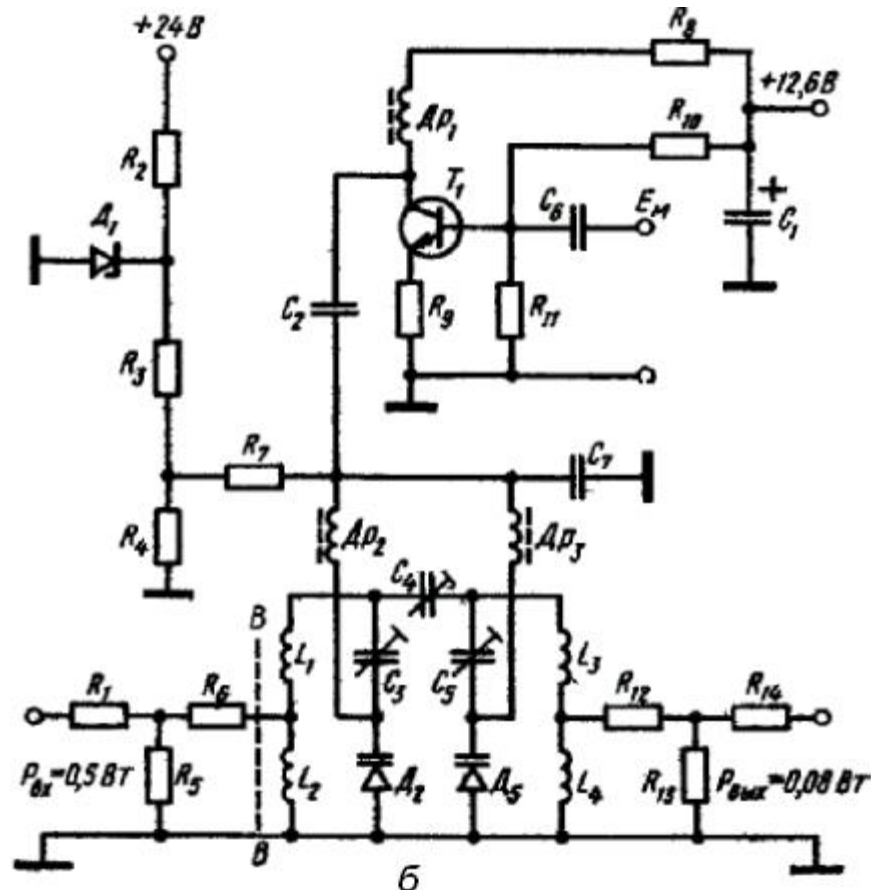


Рисунок 1.14 – Ескіз конструкції (а), електрична схема лінійного фазового модулятора, з підмодулятором (б) і модуляційні характеристики (в) ($K_{ст_U}$ відноситься до перетину ВВ): $R_1=R_6=R_{12}=8,2$ Ом; $R_2=3$ кОм; $R_3=560$ Ом; $R_4=10$ кОм; $R_5=R_{13}=150$ Ом; $R_7=20$ кОм; $R_8=180$ кОм; $R_9=47$ Ом; $R_{10}=1,8$ кОм; $R_{11}=390$ Ом; $L_1=L_3=30$ нГн; $L_2=L_4=10$ нГн; $C_1=20$ мкФ, $C_2=C_6=1$ мкФ; $C_3=C_5=3\dots 15$ пФ, $C_4=1\dots 5$ пФ, $C_7=16$ пФ; $Dp_1=Dp_3=1$ мкГн; КТ603, Д₁-Д818М, Д₂, Д₃-КВ102Ж

Роль контурних індуктивностей грають відрізки лінії 8, що замкнуті на кінцях. На вході 6 і виході 7 передбачені резистивні атенюатори, що напилені на підґрунтя. Напряга, що модулює, подається між землею 2 і контактним майданчиком 4 через дроселі 5. Між 2 і 4 передбачений блокувальний конденсатор 3 ємністю 10...16 пФ.

Навантаженням підмодулятора є сумарна ємність двох варикапів, двох послідовних конденсаторів КТ4-27 і згаданого блокувального конденсатора, що дорівнює 25...40 пФ. Неважко спроектувати підмодулятор (лінійний широкопasmужний підсилювач, рис. 1.14, на транзисторі Т1, що забезпечує при

такому ємнісному навантаженні рівномірну частотну характеристику аж до частот, що модулюють, а саме до 5...10 МГц

1.6. Підсумок результатів за розділом 1

В результаті дослідження в розділі 1 отримана схема, конструкція та характерні типові характеристики ФМ НВЧ діапазону. За для цього були виконані наступні проміжні результати.

Розглянуті принципи формування кутових видів модуляції, основні термінологічні поняття: часові та спектральні характеристики, індекс модуляції та девіація частоти, склад спектральних складових та ширина спектру модульованого коливання, відмінності ЧМ та ФМ. Пояснюється чому ФМ головним чином використовують для маніпуляції, тобто передачі бінарних сигналів. Звертається увага на можливість формування кутових видів модуляції як на основі цифрових способів обробки сигналів, так і на основі аналогових компонентів у вигляді варикапів у класичний спосіб.

Розроблено програмний продукт аналізу модуляційних характеристик, шляхом обчислення вкладених один в інший числових рядів спеціальних функцій, що в свою чергу також представляють ряди достатньо складних аналітичних виразів.

Для розв'язку параметричного диференційного рівняння другого порядку (1.60), до якого зводиться задача аналізу ФМ, застосовані методами малого параметра, як найбільш придатними для аналітичного розв'язку. Отримані результати добре узгоджуються з методами аналізу Пуанкаре — Ляпунова, Ван-дер-Поля, методом Вентцеля, Крамерса, Бриллюена. Для отримання динамічних характеристик фази та паразитної амплітудної модуляції в програмному середовищі MathCad в компактній формі реалізований алгоритм, що представляє собою багаторівневі вкладені одна в одну циклічні структури, що обчислюються через спеціальні функції: звичайна та модифікована функція Бесселя, та функція

Туркіна, які, в свою чергу, також є числовими рядами, до складу яких входять параметри схеми модулятора. Програма обчислення приведена в Додатку А, а числові результати обчислення динамічних характеристики ФМ представлені в графічному вигляді що дозволяє наочну ілюстрацію впливу узагальнених параметрів ФМ на його характеристики.

Виконано оціночний аналіз двоконтурного ФМ та сформульовані головні вимоги на його проектуванні. Зокрема представлена схема з двома однаковими контурами та елементом зв'язку між ними, приведені графіки, що дозволяють конкретизувати вибір параметрів компонентів та в компромісний спосіб розв'язку задачі узгодження генератора переносника та навантаження з входом та виходом ФМ. Пояснюється чому індекс модуляції двоконтурного модулятора вищий за його значення в одно контурному модуляторі. Показано, що динамічні характеристики одно та двоконтурного ФМ якісно співпадають, що узгоджується з експериментальними результатами.

2. КОМПОНЕНТНО КОМУНІКАТОРНІ РІВНЯННЯ

2.1. Компонентні рівняння фазового модулятора

2.1.1. Базові засади проектування нанотехнологічної електроніки

Аксиоматика проектування високочастотних електричних кіл, в тому числі ФМ, обґрунтованих в електродинамічний спосіб, [67,72] відображає також специфіку проектування нанотехнологічної електроніки. І, допоки експеримент не доведе протилежне, будемо вважати, що ідеї та принципи проектування наноелектронних виробів співпадають з тими, що приведені в вище означених наукових роботах. Ілюстративні приклади такого виду аналізу частково знайшли своє відображення в роботах [69].

Перш за все, побудуємо універсальну модель аналізу електричного кола, яка б увібрала в себе задачі схемотехнічного та конструктивно-морфологічного проектування. Для цього, уявимо, що маємо справу з ЕК з відомою початковою електричною схемою його реалізації та початковою реальною конструкцією. Виконуючи декомпозицію першого рівня, представимо, електричне коло, у вигляді двох композиційних складових: комунікатора та компонентів. Критерієм такого розбиття на першому ітераційному кроці може слугувати співвідношення довжини електромагнітної хвилі, яка випромінюється у простір комунікатором та неавтономними компонентами, і розмірами функціонального перетворювача в цілому. Кожна з цих композиційних складових характеризується різними математичними моделями, які відбивають ланцюговий (для компонентів) та хвильовий (для комунікатора) процес, що характеризує мережеву структуру фазового модулятора.

2.1.2. Рівняння лінійних компонентів

Компонентним рівнянням, умовне зображення якого представлено на рис. 2.1, будемо називати співвідношення, що встановлює взаємозв'язки між дескрипторами процесів через матричні дескриптори компонентів у вигляді

$$[U]_m = [Z]_{m,m} [I]_m + [U_0]_m, \quad (2.1)$$

$$[I]_m = [Y]_{m,m} [U]_m + [I_0]_m. \quad (2.2)$$

де $[U]_m$ та $[I]_m$ – матриці-стовпці дескрипторів процесів, за які обрано напруги усіх m дуг та струми усіх m полюсів окремого компонента, рис. 2.1,

$$[U]_m = \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \vdots \\ \dot{U}_m \end{bmatrix}, \quad [I]_m = \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \vdots \\ \dot{I}_m \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

Матриці $[U_0]$, $[I_0]$ подібні до (2.3) характеризують приведені до відповідних дуг та полюсів додаткові напруги та струми, що характеризують активні компоненти, тобто такі, що мають власні внутрішні джерела електроенергії. Для пасивного компонента усі елементи векторів $[U_0]$, $[I_0]$ дорівнюють нулю.

Матриці $[Z]_{m,m}$ та $[Y]_{m,m}$ – і є матричними дескрипторами компонента.

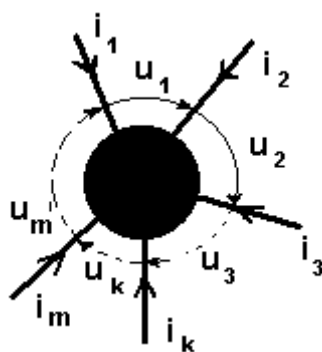


Рисунок 2.1 – Зображення m -полюсного компонента

Як зазначалось в підрозділі 2.1, аналізуючи компонент методами теорії квантової, нано-, мікро та макро- електродинаміки, такий взаємозв'язок завжди можна встановити в аналітичній формі [99, 100], або на основі

експериментальних досліджень [148] у вигляді натурального, або імітаційного моделювання, з заміною реальних процесів, їх певними еквівалентними аналогами, для правомірності застосування яких можна знайти числові оцінки.

В даному підрозділі виписані рівняння активних та пасивних компонентів в загальному вигляді що встановлюють взаємозв'язок між струмовими та напруговими дескрипторами на полюсах та дугах компонентів. Такий спосіб моделювання не залежить ні від технології виготовлення, розмірів компонентів та їх окремих технічних характеристик: частота, потужність, рівні сигналів тощо.

2.1.3. Моделі лінійних параметричних компонентів

Допустимо, що омичний опір, ємність, або індуктивність змінюється за періодичним законом

$$R = s_r(t); \quad C = s_c(t); \quad L = s_L(t) \quad (2.4)$$

де, не звужуючи узагальненість міркувань, можна покласти, що будь-яка з трьох функцій (2.4)

$$s(t) = s(t+T) \quad (2.5)$$

змінюється за періодичним законом. Останнє дозволяє представити (2.5) комплексним рядом Фур'є

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{S}_k \exp(jk\Omega t) \quad (2.6)$$

де

$$\dot{S}_k = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) \exp(-jk\Omega t) dt, \quad \Omega = 2\pi F \quad (2.7)$$

де F – основна частота (перша гармоніка) спектра модулюючого коливання.

Високочастотний переносник

$$x(t) = X_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (2.8)$$

в загальному випадку також можна представити у вигляді ряду (2.6)

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{X}_n \exp(j(n\Omega + \omega_0)t) \quad (2.9)$$

Для обраної форми колювання (2.8) комплексні амплітуди ряду (2.9)

$$\dot{X}_n = \begin{cases} \dot{X}_0 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

Як відомо [14, 23, 38, 57, 79, 106, 124], реакція лінійно-параметричного компонента в спектрі частот породжує комбінаційні частоти гармонік частоти параметричного компонента та частоти гармонійного сигналу переносника

$$y(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \dot{Y}_m \exp(j(m\Omega + \omega_0)t) \quad (2.11)$$

що продиктовано основним принципом взаємодії для лінійно-параметричних електричних кіл.

Враховуючи, що на омічному опорі, індуктивності та ємності реакція та вплив представляються як

$$i_r = g(t)u, \quad u_r = r(t)i; \quad \Rightarrow \quad g(t) = r^{-1}(t) \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} u_c(t) &= \frac{1}{C(t)} \int i_c(t) dt, & i_c(t) &= \frac{d[C(t)u_c(t)]}{dt} \\ i_L(t) &= \frac{1}{L(t)} \int u_L(t) dt, & u_L &= \frac{d[L(t)i_L(t)]}{dt} \end{aligned} \quad (2.13)$$

усі представлені співвідношення у узагальненому вигляді в позначках (2.6) ... (2.11) можна представити у вигляді

$$x(t) = s(t)y(t), \quad x(t) = \frac{1}{s(t)} \int y(t) dt, \quad x(t) = \frac{d[s(t)y(t)]}{dx}. \quad (2.14)$$

Для визначення амплітуд реакцій \dot{Y}_m ряду (2.11) необхідно скористатись підстановками відповідних функцій (2.6) ... (2.11) в вирази (2.14).

Для визначення струму індуктивності та напруги на ємності, наприклад, скористаємось другою формулою (2.14), що дає

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{X}_k \exp(j(n\Omega + \omega_0)t) = \frac{\int [\sum_{m=-\infty}^{\infty} \dot{Y}_m \exp(j(m\Omega + \omega_0)t)] dt}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{S}_k \exp(jk\Omega t)} \quad (2.15)$$

або, помножуючи кожен член (2.15) на знаменник правої частини, та виконуючи інтегрування, отримуємо

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{X}_k \dot{S}_k \exp(j(n+k)\Omega + \omega_0)t = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\dot{Y}_m \exp(j(m\Omega + \omega_0)t)}{j(m\Omega + \omega_0)} \quad (2.16)$$

Замінімо індекс $k+n \Rightarrow m$, звідкіля

$$k = m - n \quad (2.17)$$

Вводячи позначку

$$\omega_m = \omega_0 + m\Omega \quad (2.18)$$

ліву частини (2.16) можна представити у вигляді

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{X}_n \dot{S}_{m-n} \exp(j\omega_m t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\dot{Y}_m \exp(j\omega_m t)}{j\omega_m} \quad (2.19)$$

Для кожного конкретного значення m , що належить інтервалу

$$-\infty < m < \infty \quad (2.20)$$

рівність (2.19) можна представити у вигляді

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{X}_n \dot{S}_{1-n} \exp(j\omega_1 t) = \frac{\dot{Y}_1 \exp(j\omega_1 t)}{j\omega_1} \quad \forall m=1, \quad (2.21)$$

або

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{X}_n \dot{S}_{1-n} = \frac{\dot{Y}_1}{j\omega_1}. \quad (2.22)$$

В аналогічний спосіб можна отримати вирази обчислення амплітуд комбінаційних частот при для інших значень індексу $m = 0, -1, \dots$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{X}_n \dot{S}_{-n} = \frac{\dot{Y}_0}{j\omega_0}, \quad \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{X}_n \dot{S}_{-1-n} = \frac{\dot{Y}_{-1}}{j\omega_{-1}}, \dots \quad (2.23)$$

Обмежуючись зміною індексу n в заданих межах, наприклад,

$$-1 \leq n \leq 1 \quad (2.24)$$

можна отримати систему лінійних алгебраїчних рівнянь

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 \dot{S}_0 + \dot{X}_0 \dot{S}_1 + \dot{X}_{-1} \dot{S}_2 &= \frac{\dot{Y}_1}{j\omega_1}, \\ \dot{X}_1 \dot{S}_{-1} + \dot{X}_0 \dot{S}_0 + \dot{X}_{-1} \dot{S}_1 &= \frac{\dot{Y}_0}{j\omega_0}, \\ \dot{X}_1 \dot{S}_{-2} + \dot{X}_0 \dot{S}_{-1} + \dot{X}_{-1} \dot{S}_0 &= \frac{\dot{Y}_{-1}}{j\omega_{-1}}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Систему рівностей (2.25) можна записати в матричній формі

$$[S]\bar{X} = [W]^{-1}\bar{Y}, \quad (2.26)$$

де, в загальному випадку

$$[S] = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & \dot{S}_0 & \dot{S}_1 & \dot{S}_2 & \cdots \\ \cdots & \dot{S}_{-1} & \dot{S}_0 & \dot{S}_1 & \cdots \\ \cdots & \dot{S}_{-2} & \dot{S}_{-1} & \dot{S}_0 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

де елемент, що стоїть на перетині i -го рядка та j -го стовпчика визначаються через коефіцієнти (2.7) ряду (2.6) як

$$\dot{S}_{i,j} = \dot{S}_k \quad a \quad k = j - i. \quad (2.28)$$

Решта матриць з (2.26) визначається як

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} \vdots \\ \dot{X}_1 \\ \dot{X}_0 \\ \dot{X}_{-1} \\ \vdots \end{bmatrix}; \quad \bar{Y} = \begin{bmatrix} \vdots \\ \dot{Y}_1 \\ \dot{Y}_0 \\ \dot{Y}_{-1} \\ \vdots \end{bmatrix}; \quad [W]^{-1} = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & (j\omega_1)^{-1} & 0 & 0 & \cdots \\ \cdots & 0 & (j\omega_0)^{-1} & 0 & \cdots \\ \cdots & 0 & 0 & (j\omega_{-1})^{-1} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

Перемножуючи (2.26) зліва на обернену по відношенню до (2.27) матрицю, можна отримати

$$\bar{X} = [S]^{-1}[W]^{-1}\bar{Y}, \quad (2.30)$$

що дозволяє виписати взаємозв'язок між впливом та реакцією на ємності та індуктивності

$$\dot{U}_c = [Z_c] \dot{I}_c, \quad [Z_c] = [S_c]^{-1} [W]^{-1}; \quad (2.31)$$

$$\dot{I}_L = [Y_L] \dot{U}_L, \quad [Y_L] = [S_L]^{-1} [W]^{-1}. \quad (2.32)$$

З (2.31), (2.32) випливає, що

$$\dot{I}_c = [Y_c] \dot{U}_c, \quad [Y_c] = [Z_c]^{-1}; \quad (2.33)$$

$$\dot{U}_L = [Z_L] \dot{I}_L, \quad [Z_L] = [Y_L]^{-1}. \quad (2.34)$$

Таким чином, з використанням матричної форми запису, рівняння лінійних параметричних компонентів схожі з рівняннями лінійних компонентів (2.1) ... (2.3). Для того щоб їх розрізнити, величини, що відносяться до параметричних компонентів позначатимемо значком \sim тільди.

$$[\tilde{U}]_m = [\tilde{Z}]_{m,m} [\tilde{I}]_m + [\tilde{U}_0]_m, \quad (2.35)$$

де елементи матриць (2.35), що стоять на перетині i -го рядка та j -го стовпчика, в свою чергу, є під матрицями, розмірність яких визначається обраною при розрахунках кількістю гармонік розкладу в ряд часової залежності параметру компонента (2.6) та необхідної множини комбінаційних частот реакції (2.11) параметричного компонента

Компонентну матрицю функціонального перетворювача що містить j_{\max} -окремих компонентів можна скласти на основі індивідуальних матриць окремих компонентів $[Z]_{m,m}$ та $[Y]_{m,m}$. Опускаючи квадратні дужки, матриці комплексних опорів та провідностей для окремого j -го компонента [32, 65, 73, 123], запишемо у вигляді

$$[Z]_{m,m} \Rightarrow Z_{m_j m_j}^j = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1,m_j-1} & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2,m_j-1} & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ Z_{m_j-1,1} & Z_{m_j-1,2} & \cdots & Z_{m_j-1,m_j-1} & 0 \\ Z_{m_j,1} & Z_{m_j,2} & \cdots & Z_{m_j,m_j-1} & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.36)$$

$$[Y]_{m,m} \Rightarrow Y_{m_j m_j}^j = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1,m_j-1} & 0 \\ Y_{21} & Y_{22} & \cdots & Y_{2,m_j-1} & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ Y_{m_j-1,1} & Y_{m_j-1,2} & \cdots & Y_{m_j-1,m_j-1} & 0 \\ Y_{m_j,1} & Y_{m_j,2} & \cdots & Y_{m_j,m_j-1} & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.37)$$

де

$$Z_{m_j, \zeta} = - \sum_{k=1}^{m_j-1} Z_{k, \zeta}, \quad Y_{m_j, \zeta} = - \sum_{k=1}^{m_j-1} Y_{k, \zeta}. \quad (2.38)$$

2.2. Матриця компонентних рівнянь електронного пристрою

З використанням матриць невизначеності (2.36), (2.37) компонентна Z -матриця функціонального перетворювача в цілому може бути представлена в блочному виді

$$[Z]_{m_{\max}, m_{\max}}^{j_{\max}, j_{\max}} = \begin{bmatrix} Z_{m_1, m_1}^{1,1} & Z_{m_1, m_2}^{1,2} & \cdots & Z_{m_1, m_{j_{\max}-1}}^{1, j_{\max}-1} & Z_{m_1, m_{j_{\max}}}^{1, j_{\max}} \\ Z_{m_2, m_1}^{2,1} & Z_{m_2, m_2}^{2,2} & \cdots & Z_{m_2, m_{j_{\max}-1}}^{2, j_{\max}-1} & Z_{m_2, m_{j_{\max}}}^{2, j_{\max}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ Z_{m_{j_{\max}-1}, m_1}^{j_{\max}-1,1} & Z_{m_{j_{\max}-1}, m_2}^{j_{\max}-1,2} & \cdots & Z_{m_{j_{\max}-1}, m_{j_{\max}-1}}^{j_{\max}-1, j_{\max}-1} & Z_{m_{j_{\max}-1}, m_{j_{\max}}}^{j_{\max}-1, j_{\max}} \\ Z_{m_{j_{\max}}, m_1}^{j_{\max},1} & Z_{m_{j_{\max}}, m_2}^{j_{\max},2} & \cdots & Z_{m_{j_{\max}}, m_{j_{\max}-1}}^{j_{\max}, j_{\max}-1} & Z_{m_{j_{\max}}, m_{j_{\max}}}^{j_{\max}, j_{\max}} \end{bmatrix}, \quad (2.39)$$

де елементи головної діагоналі є матрицями індивідуальних компонентів (2.36), а саме, для j -го компонента має місце матрична рівність

$$Z_{m_j, m_j}^j = Z_{m_j, m_j}^{j,j} \quad (2.40)$$

Решта блочних елементів (2.39) репрезентують можливу взаємодію неавтономних компонентів. Якщо при зміні місцями верхніх індексів блочних елементів (2.39) відповідні матриці взаємовпливів залишаються однаковими, то компонент можна вважати взаємним, у випадку якщо ці матриці різні – невзаємним. Необхідно зауважити, що у випадку автономності компонентів не діагональні блочні елементи представляють собою нульові матриці.

В аналогічний спосіб, можна отримати і компонентну Y -матрицю

$$[Y]_{m_{\max}, m_{\max}}^{j_{\max}, j_{\max}} = \begin{bmatrix} Y_{m_1, m_1}^{1,1} & Y_{m_1, m_2}^{1,2} & \dots & Y_{m_1, m_{j_{\max}-1}}^{1, j_{\max}-1} & Y_{m_1, m_{j_{\max}}}^{1, j_{\max}} \\ Y_{m_2, m_1}^{2,1} & Y_{m_2, m_2}^{2,2} & \dots & Y_{m_2, m_{j_{\max}-1}}^{2, j_{\max}-1} & Y_{m_2, m_{j_{\max}}}^{2, j_{\max}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{m_{j_{\max}-1}, m_1}^{j_{\max}-1, 1} & Y_{m_{j_{\max}-1}, m_2}^{j_{\max}-1, 2} & \dots & Y_{m_{j_{\max}-1}, m_{j_{\max}-1}}^{j_{\max}-1, j_{\max}-1} & Y_{m_{j_{\max}-1}, m_{j_{\max}}}^{j_{\max}-1, j_{\max}} \\ Y_{m_{j_{\max}}, m_1}^{j_{\max}, 1} & Y_{m_{j_{\max}}, m_2}^{j_{\max}, 2} & \dots & Y_{m_{j_{\max}}, m_{j_{\max}-1}}^{j_{\max}, j_{\max}-1} & Y_{m_{j_{\max}}, m_{j_{\max}}}^{j_{\max}, j_{\max}} \end{bmatrix}, \quad (2.41)$$

де, як і у матриці комплексних опорів (2.39), індекси зверху вказують на нумерацію блочних елементів, а індекси знизу – загальну кількість усіх елементів при розгортанні, тобто підстановці внутрішніх елементів блочних матриць по місцю їх розташування в матрицях (2.39), або (2.41).

Таким чином, якщо КЕ містить j_{\max} компонентів (багатополюсників), кожний з яких має по m_j полюсів (дуг), де

$$j = 1, 2, \dots, j_{\max} \quad (2.42)$$

то загальна кількість полюсів (дуг) ФП обчислюється за формулою

$$m_{\max} = \sum_{j=1}^{j_{\max}} m_j = \sum_{j=1}^{j_{\max}} \sum_{k=1}^{m_j} 1_{j,k}, \quad (2.43)$$

Якщо ж кожному полюсу присвоїти свій номер де кількість полюсів j -го компонента

$$m_j = \sum_{k=1}^{m_j} 1_{j,k} \quad (2.44)$$

Зробимо ще одне суттєве зауваження відносно запису компонентних рівнянь (2.1) та (2.2). Формі запису цих рівнянь можна надати більш простішого вигляду, якщо замінити різницю векторів, що входять до цих рівнянь одним вектором і знову позначити цю різницю як (2.3)

$$[U]_m \Rightarrow [U]_m - [U_0]_m, \quad [I]_m \Rightarrow [I]_m - [I_0]_m \quad (2.45)$$

маючи при цьому на увазі, що напруга дуги складається з напруги, що виникає як під дією зовнішнього струму, так і завдяки внутрішнім джерелам електроенергії, тобто є не пасивною а активною дільницею кола. Аналогічно, струм полюса компонента при цьому будемо вважати таким, що створюється не лише дією зовнішньої напруги, а додатково струмом від дії внутрішніх енергетичних джерел компонента. Якщо говорити мовою електричних ланцюгів, то при цьому в дугу послідовно додається додаткова гілка з приведеною напругою від внутрішніх джерел, а до гілки зі струмом полюса паралельно підключається додаткова гілка з джерелом приведенного струму.

Застосуванням процедури діакоптики [151], як відомо, завжди можна активний багатополіусник перетворити на пасивний, з еквівалентними джерелами електроенергії, що виносяться за його межі, та вмикаються по периферії в дуги, еквівалентної схеми, що будується у вигляді опуклого багатокутника, або по його полюсам, якщо еквівалентна схема має вигляд зірки. Власне, цей факт дозволяє сформулювати наступну тезу: незалежно від внутрішньої «начинки» довільного m -поліусника його схему можна трактувати як таку, що складається з m гілок та одним вузлом, або з m вузлами та однією гілкою. У відповідності до змісту наведемо її тезою про структуру багатополіусника.

При цьому сам процес визначення приведених величин залишається таким, як і був, змінюється лише форма запису компонентних рівнянь, які тепер можна записати в цілому для КЕ у компактній формі.

$$[U]_{m_{\max}} = [Z]_{m_{\max}, m_{\max}} [I]_{m_{\max}}, \quad (2.46)$$

$$[I]_{m_{\max}} = [Y]_{m_{\max}, m_{\max}} [U]_{m_{\max}}. \quad (2.47)$$

де на основі щойно сформульованої тези про структуру у відповідності з зауваженнями (2.45) ліві частини (2.46) та (2.47) слід замінити на

$$[U]_{m_{\max}} = \begin{bmatrix} \dot{U}_1 - \dot{U}_{01} \\ \vdots \\ \dot{U}_{m_{\max}} - \dot{U}_{0m_{\max}} \end{bmatrix}, \quad [I]_{m_{\max}} = \begin{bmatrix} \dot{I}_1 - \dot{I}_{01} \\ \vdots \\ \dot{I}_{m_{\max}} - \dot{I}_{0m_{\max}} \end{bmatrix}, \quad (2.48)$$

відповідно, а праві частин векторів та компонентні Z- та Y-матриці обчислюються як і раніше за (2.3), (2.39) та (2.41).

Узагальнені компонентні рівняння (2.46), (2.47) зв'язують дескриптори процесів (2.48) на основі аналізу внутрішніми природничих явищ, а що стосуються зовнішнього прояву композиційні елементів, по відношенню до системи яку вони формують, то струми полюсів та напруги дуг як кожного окремого компонента, так і пристрою в цілому повинні підкорятись законам Кірхгофа. Запис останніх в матричній формі можна представити як

$$[M]_{j_{\max}, m_{\max}} [I]_{m_{\max}} = [0]_{m_{\max}}, \quad (2.49)$$

$$[M]_{j_{\max}, m_{\max}} [U]_{m_{\max}} = [0]_{m_{\max}}, \quad (2.50)$$

де $[I]_{m_{\max}}$ – вектор струмів; $[U]_{m_{\max}}$ – вектор напруг. Результатом перемноження кожного окремого рядка матриці $[M]_{j_{\max}, m_{\max}}$ на вказані вектори процесів (2.48) відповідає записує рівнянь Кірхгофа для кожного окремого компонента. Елементами матриці $[M]_{j_{\max}, m_{\max}}$ є одиниці або нулі, які фіксують інцидентність полюсів (дуг), що належать певному j-му компоненту. За умови нумерації полюсів та дуг так, як вказано на рис. 1.2, (по ходу часової стрілки) елементи матриці формуються в наступний спосіб: номери стовпців m є номерами полюсів (дуг), а номери рядків відповідають номерам

багатополісників j . Належність полюса (дуги) саме даному багатополіснику відзначається елементом матриці, що дорівнює одиниці. У протилежному випадку ставиться нуль.

2.3. Компонентно-комунікаторні рівняння

Узагальнені компонентні рівняння (2.46), (2.47) визначають лише сукупність композиційних елементів, що створюють КЕ в цілому. Інформацію про способи їх схемотехнічного (топология) об'єднання та конструктивного планарного, або об'ємного розподілу (морфология) міститься в компонентно-комунікаторних рівняннях. На відміну від компонентних рівнянь, які встановлюють взаємозв'язок сигнальних дескрипторів одного і того ж компонента, компонентно-комунікаторні рівняння пов'язують між собою сигнальні дескриптори різних компонентів. Зв'язки між дескрипторами процесів (2.48) ґрунтуються на використанні морфологічних рівнянь Кірхгофа.

Для низькочастотних процесів компонентно-комунікаторні рівняння повністю відповідали класичним законам Кірхгофа [4, 7, 67, 145, 147], які описували лише топологію (електричну схему) у відриві від її морфологічної реалізації. Теза цілком справедлива з огляду на мізерні розміри КЗ у порівнянні з довжинами електромагнітних хвиль міжкомпонентних з'єднань. Разом з тим, різке підвищення швидкодії та зменшення міжпровідникових відстаней, що супроводжує нанотехнології не дозволяє нехтувати впливом комунікатора. Саме з цих причин топологічні рівняння Кірхгофа замінюємо морфологічними, в яких електродинамічні ефекти враховуються як скаляри, що модифікують рівняння Кірхгофа на рівні обліку інтегральних характеристик електромагнітного поля.

Застосовуючи електродинамічний закон повного струму в інтегральній формі для кожного з дерев комунікатора можна записати

$$\sum_{\text{полюси}} i_k(t) = i_{zc}(t) + i_{\text{вум}}(t) \quad (2.51)$$

де $i_{zc}(t)$ – струм зсуву (струм, що наводиться), $i_{вит}(t)$ – можливий струм витоку при недосконалому діелектрику, на якому розташований провідник.

На підставі закону електромагнітної індукції для замкнутого контура комунікатора, що створюється провідниками, та дугами компонентів, які увійшли до його складу, можна записати:

$$\sum_{\text{дуги}} u_k(t) = u_H(t) + u_R(t) \quad (2.52)$$

де $u_i(t)$ – напруга, що наводиться, а $u_R(t)$ – падіння напруги за рахунок опору проводів, що входять до контура.

Рівняння (2.51) та (2.52) можна трактувати, як еквіваленти першого та другого законів Кірхгофа для комунікатора. В цих рівняннях на відміну від класичних рівнянь Кірхгофа доданки правих частини рівнянь (2.51) та (2.52) відбивають морфологічну структуру комунікатора.

Виконаний структурний аналіз дозволяє стверджувати, що для будь-якого електричного кола, а тому числі і нанотехнологічного, що містить j_{max} компонентів, з кількістю полюсів m_{max} та комунікатора, що має $r_{max} + 1$ дерев (нагадаємо, що дереву в класичній теорії ланцюгів відповідає поняттю вузла) можна скласти r_{max} незалежних рівнянь виду (2.51) та

$$p_{max} = m_{max} - \{[(r_{max} - 1) + j_{max}] - 1\} = m_{max} - r_{max} - j_{max} \quad (2.53)$$

рівнянь (2.52) для незалежних контурів, тобто таких – що відрізняються один від одного принаймні одним полюсом (гілкою). Структура формули (2.53) відповідає визначенню цикломатичного числа з теорії графів [18, 83], або, що одне і теж, підрахунку незалежних контурів в класичній теорії ланцюгів [79]. Дійсно, в виразі (2.53) m_{max} відповідає кількості гілок, а вираз в квадратних дужках – кількості вузлів. В матричному вигляді для комплексних амплітуд така система рівнянь має вигляд.

Для незалежних дерев

$$[D]_{r_{\max}, m_{\max}} [I]_{m_{\max}} = [I_H]_{r_{\max}}, \quad (2.54)$$

де $[D]_{r_{\max}, m_{\max}}$ – матриця дерев, рядки якої відповідають номерам дерев, а стовпці – номерам полюсів компонентів. Бінарні елементи матриці обчислюються за фактом інцидентності m -го полюса r -му дереву D_r :

$$d_{r,m} = \begin{cases} 1 & m \in D_r \\ 0 & m \notin D_r \end{cases} \quad (2.55)$$

наведені на деревах струми:

$$[I_H]_{r_{\max}} = [I_G]_{r_{\max}} + [I_C]_{r_{\max}} \quad (2.56)$$

обчислюються на основі електродинамічної матриці комунікатора, про яку піде мова в наступному підрозділі.

Для незалежних контурів

$$[K]_{p_{\max}, m_{\max}} [\dot{U}]_{m_{\max}} = [\dot{U}_H]_{p_{\max}}, \quad (2.57)$$

де $[K]_{p_{\max}, m_{\max}}$ – матриця контурів, рядки якої відповідають номерам окремих контурів K_p , $p = \overline{1, p_{\max}}$, а стовпці – номерам полюсів компонентів, бінарні елементи матриці, обчислюються за фактом інцидентності m -ї дуги p -му контуру K_p :

$$k_{p,m} = \begin{cases} 1 & m \in K_p \\ 0 & m \notin K_p \end{cases} \quad (2.58)$$

наведені на в контурах напруги:

$$[\dot{U}_H]_{p_{\max}} = [\dot{U}_R]_{p_{\max}} + [\dot{U}_L]_{p_{\max}} \quad (2.59)$$

де складові наведеної напруги (2.59) також обчислюються на основі електродинамічної матриці комунікатора. Детальніше це йде мова в наступному підрозділі.

2.4. Матричне рівняння комунікатора

Комунікатор як структурний елемент нановиробу, що виконує об'єднувчу функцію компонентів, можна представити у вигляді багатополісного компонента кількість полюсів якого, а відповідно дуг, співпадає з кількістю полюсів та дуг усіх компонентів. Іншими словами, вектори дескрипторів процесу комунікатора

$$[\tilde{U}]_{m_{\max}} = \begin{bmatrix} \tilde{U}_1 \\ \vdots \\ \tilde{U}_{m_{\max}} \end{bmatrix}, \quad [\tilde{I}]_{m_{\max}} = \begin{bmatrix} \tilde{I}_1 \\ \vdots \\ \tilde{I}_{m_{\max}} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

співпадають з векторами дескрипторів процесу компонентів (2.48).

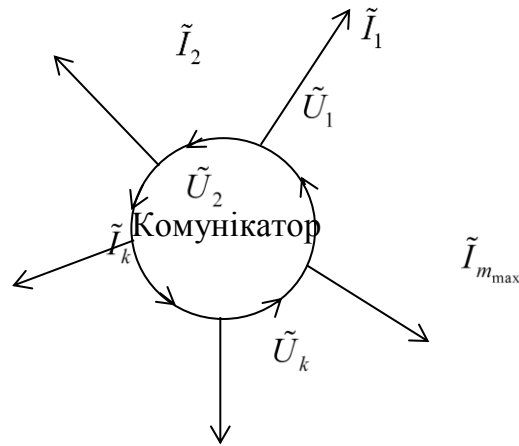
$$[\tilde{U}]_{m_{\max}} = [U]_{m_{\max}}, \quad [\tilde{I}]_{m_{\max}} = [I]_{m_{\max}} \quad (2.61)$$

Суттєвою відмінністю одних від інших є форма їх подання: дескриптори (2.60), необхідно вважати просторово-часовими сигналами, а дескриптори компонентів (2.48) або (2.3) – лише часовими. Строго кажучи, вони дорівнюють одне одному на межі комунікатора. Всередині комунікатора, в залежності від допустимого рівня ідеалізації його роботи, розподіляючись по провідниковим зонам (проводам, екранам, смуговим лініям тощо) їх величини вже залежить від просторових координат струмопровідних елементів і можуть суттєво відрізнятися від граничних величин, що задані топологічними дескрипторами (2.48) або (2.3) на межі комунікатора. І першою задачею на шляху визначення електромагнітного збурення комунікатора є визначення розподілу струмів та напруг (зарядів) по провідниковим поверхням комунікатора.

Форма запису рівнянь (2.61) дозволяє для комунікатора ввести схемотехнічне зображення, рис. 2.2, та вказати напрями струмів полюсів, як такі, що течуть від комунікатора, а облік напруг дуг комунікатора в напрямку зростання номера полюса.

Задача по отриманню матричного рівняння комунікатора зводиться до встановлення співвідношень між його дескрипторами (2.60), як на рівні внутрішнього так і зовнішнього прояву.

Рисунок 2.2 – Схема комунікатора



На рівні внутрішніх процесів електромагнітного впливу комунікатора його можна описати подібно до рівнянь (2.46), (2.47)

$$[\tilde{\mathbf{U}}]_{m_{\max}} = [\tilde{\mathbf{Z}}]_{m_{\max}, m_{\max}} [\tilde{\mathbf{I}}]_{m_{\max}}, \quad (2.62)$$

$$[\tilde{\mathbf{I}}]_{m_{\max}} = [\tilde{\mathbf{Y}}]_{m_{\max}, m_{\max}} [\tilde{\mathbf{U}}]_{m_{\max}}, \quad (2.63)$$

де символ тильди \sim , як і в формулах (2.60), (2.61) означає приналежність до комунікатора.

Будемо вважати, що на рівні взаємодії комунікатора з компонентом (зовнішній прояв) залишаються також справедливими рівняння (2.49), (2.50), що для комунікатора набувають вигляду

$$\sum_{m=1}^{m_{\max}} \tilde{I}_m = 0; \quad \sum_{m=1}^{m_{\max}} \tilde{U}_m = 0. \quad (2.64)$$

Тут є сенс зауважити, що струми та напруги в (2.64) мають різне смислове навантаження: для неавтономних комунікаторів, під впливом зовнішніх електромагнітних потоків, робота комунікатора подібна до активного компонента. При цьому дескриптори (2.64) слід визначати в такий же спосіб, як в (2.48).

Рівняння (2.62) та (2.63) корисні тим, що дозволяють визначити загальну кількість задач електродинаміки, яка мусить бути розв'язана для визначення елементів матриці електродинамічних параметрів $[\tilde{Z}]_{m_{\max}, m_{\max}}$ або $[\tilde{Y}]_{m_{\max}, m_{\max}}$ комунікатора. Кожен з елементів вимагатиме, як мінімум розв'язання 4 різнорідних задач, по визначенню потоків густини струму, в провідних середовищах (провідниках металевих дротів та недосконалих ізоляційних матеріалів) та потоків векторів електричної та магнітної індукції з поверхонь дерев та контурів комунікатора. Як крайові умови, такі і поверхні інтегрування реальних комунікаторів достатньо складні, тому кожна з перерахованих різнорідних задач, в свою чергу, розбивається на декілька простих (канонічних) задач, що при накладенні їх розв'язків представляє розв'язок початкової задачі. Таким чином, обчислювальну складність [18] алгоритмічних процедур можна оцінити формулою

$$T > (4m_{\max}^2) \varpi \Delta t \quad (2.65)$$

де ϖ - середнє число композиційних задач на один параметр, Δt – середній час обчислення однієї задачі електродинаміки. Результатом розв'язання кожної з задач повинні стати числові значення величини $i_{зс}$, $i_{вит}$, u_n , u_R що формують елементи матриць (2.56), (2.59) за формулами

$$i_{zc}(t) = -\frac{d}{dt} \int_{S_b} \bar{D} \cdot d\bar{S}, \quad (2.66)$$

$$i_{sum}(t) = \gamma_o \int_{S_b} \bar{E} d\bar{S}, \quad (2.67)$$

$$u_H(t) = -\frac{d}{dt} \int_{S_k} \bar{B} \cdot d\bar{S}, \quad (2.68)$$

$$u_R(t) = -\sum_i \int \bar{E} \cdot d\bar{l}, \quad (2.69)$$

де S_b – бічна поверхня провідника-дерева, а S_k – площа, що охоплюється контуром.

Обчислення векторів індукції та напруженості електромагнітного поля спряжено з розв'язком відповідних задач електродинаміки з цілком коректним задаванням джерел електромагнітного поля, граничних умов та матеріальних параметрів середовища.

Інтеграли в лівих частин формул (2.66)...(2.69), представляють собою потоки векторів електричної N та магнітної Φ індукції через поверхні, що відповідають фізичному змісту частин комунікатора. Враховуючи, що кожен з потоків створюється відповідно усіма зарядами (напругами) та, відповідно струмами, кожний з них можна достатньо просто подати у вигляді лінійної комбінації згаданих щойно джерельних струмів та напруг. На підставі чого, опускаючи низку очевидних перетворень, складові наведеного струму (2.56), можна представити у вигляді матричних рівнянь:

$$[\dot{I}_G]_{r_{\max}} = [\tilde{G}]_{r_{\max}, m_{\max}} [\tilde{U}]_{m_{\max}} \quad (2.70)$$

де $[\tilde{G}]_{r_{\max}, m_{\max}}$ – матриця омичних провідностей ізоляційних проміжків, що відділяють дерева комунікатора одне від одного.

$$[\tilde{G}]_{r_{\max}, m_{\max}} = \begin{bmatrix} g_{1,1} & \cdots & g_{1,k} & \cdots & g_{1,m_{\max}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ g_{r,1} & \cdots & g_{r,k} & \cdots & g_{r,m_{\max}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ g_{r_{\max},1} & \cdots & g_{r_{\max},k} & \cdots & g_{r_{\max},m_{\max}} \end{bmatrix}, \quad (2.71)$$

де $g_{r,k}$ – провідність між координатами точок розташування довільного дерева s , $r = \overline{1, r_{\max}}$, та k -ю дугою компонента $k = \overline{1, m_{\max}}$.

$$[\dot{I}_C]_{r_{\max}} = -j[\tilde{B}]_{r_{\max}, m_{\max}} [\tilde{U}]_{m_{\max}} \quad (2.72)$$

де

$$[\tilde{B}]_{r_{\max}, m_{\max}} = \omega[C]_{r_{\max}, m_{\max}}, \quad (2.73)$$

де матриця ємнісних дескрипторів комунікатора:

$$[C]_{r_{\max}, m_{\max}} = \begin{bmatrix} C_{11} & \cdots & C_{1k} & \cdots & C_{1m_{\max}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ C_{r,1} & \cdots & C_{r,k} & \cdots & C_{r,m_{\max}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ C_{r_{\max},1} & \cdots & C_{r_{\max},k} & \cdots & C_{r_{\max},m_{\max}} \end{bmatrix}. \quad (2.74)$$

В свою чергу, омичні напруги на відрізках провідників представляються елементами матриці опірних параметрів $[R_d]_{p_{\max}, m_{\max}}$ комунікатора як

$$[\dot{U}_R]_{p_{\max}} = [\tilde{R}]_{p_{\max}, m_{\max}} [\tilde{I}]_{m_{\max}}, \quad (2.75)$$

де

$$[\tilde{R}]_{p_{\max}, m_{\max}} = \begin{bmatrix} r_{1,1} & \cdots & r_{1,k} & \cdots & r_{1,m_{\max}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ r_{q,1} & \cdots & r_{q,k} & \cdots & r_{q,m_{\max}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ r_{p_{\max},1} & \cdots & r_{p_{\max},k} & \cdots & r_{p_{\max},m_{\max}} \end{bmatrix}. \quad (2.76)$$

Елементами $r_{q,k}$ матриці (2.76) є опори провідника комунікатора, які входять до складу q -го незалежного контуру k -й ділянці, по якій тече струм \tilde{I}_k .

Індуковані в незалежних контурах напруги

$$[\dot{U}_L]_{p_{\max}} = j[\tilde{X}]_{p_{\max}, m_{\max}} [\tilde{I}]_{m_{\max}}. \quad (2.77)$$

де

$$[\tilde{X}]_{p_{\max}, m_{\max}} = \omega[L]_{p_{\max}, m_{\max}}, \quad (2.78)$$

де матриця індуктивних параметрів комунікатора

$$[L]_{p_{\max}, m_{\max}} = \begin{bmatrix} L_{1,1} & \cdots & L_{1,k} & \cdots & L_{1,m_{\max}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ L_{q,1} & \cdots & L_{q,k} & \cdots & L_{q,m_{\max}} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ L_{p_{\max},1} & \cdots & L_{p_{\max},k} & \cdots & L_{p_{\max},m_{\max}} \end{bmatrix}. \quad (2.79)$$

Ємнісні та провідні параметри, що фігурують в формулах (2.70)...(2.74) в подальшому будемо називати напруговими, а опірні та індуктивні, (2.75)...(2.79), струмовими за ознакою джерельних дескрипторів, що задаються при їх визначенні.

Виконуючи серію підстановок (2.74) \rightarrow (2.73) \rightarrow (2.72) \rightarrow (2.56) та (2.70) \rightarrow (2.56) можна отримати

$$[\dot{I}_H]_{r_{\max}} = [\tilde{Y}]_{r_{\max}, m_{\max}} [\tilde{U}]_{m_{\max}}, \quad (2.80)$$

де $[\tilde{Y}]_{r_{\max}, m_{\max}}$ – комплексна матриця провідності комунікатора

$$[\tilde{Y}]_{r_{\max}, m_{\max}} = [\tilde{G}]_{r_{\max}, m_{\max}} - j[\tilde{B}]_{r_{\max}, m_{\max}} \quad (2.81)$$

В такий же спосіб з (2.59) та (2.75)...(2.79) отримують

$$[\dot{U}_H]_{p_{\max}} = [\tilde{Z}]_{p_{\max}, m_{\max}} [\tilde{I}]_{m_{\max}}, \quad (2.82)$$

де комплексна матриця опорів електродинамічних параметрів комунікатора

$$[\tilde{Z}]_{p_{\max}, m_{\max}} = [\tilde{R}]_{p_{\max}, m_{\max}} + j[\tilde{X}]_{p_{\max}, m_{\max}} \quad (2.83)$$

Порівняльний аналіз структур, матриць (2.81), (2.83) з матрицями $[\tilde{Z}]_{m_{\max}, m_{\max}}$ або $[\tilde{Y}]_{m_{\max}, m_{\max}}$, що входять до складу комунікаторних рівнянь (2.62), та (2.64) свідчить про певну їх невідповідність принаймні за кількістю рядків.

Але ця суперечність уявна: справа в тому, що матриці (2.81), (2.83) отримані внаслідок виділення систем лінійно незалежних рівнянь з множини усіх можливих варіантів використання морфологічних законів Кірхгофа. Така процедура дозволяє чітко формулювати задачі електродинаміки по визначенню параметрів матриць (2.81), (2.83). Разом з тим, якщо можливо провести декомпозицію комунікатора, на композиційні елементи, що допускають однозначне визначення параметрів комунікатора у формі $(m_{\max} \times m_{\max})$ то можна цілком коректно побудувати математичну модель і для такого варіанту. При цьому слід мати на увазі що рівняння (2.62) шляхом перегрупування в перших рядках P_{\max} незалежних контурів можна представити, як

$$\begin{bmatrix} [\tilde{Z}]_{P_{\max}, P_{\max}} & [\tilde{Z}]_{P_{\max}, m_{\max} - P_{\max}} \\ [\tilde{Z}]_{(m_{\max} - P_{\max}), P_{\max}} & [\tilde{Z}]_{(m_{\max} - P_{\max}), (m_{\max} - P_{\max})} \end{bmatrix}_{m_{\max}, m_{\max}} \begin{bmatrix} [\tilde{I}]_{P_{\max}} \\ [\tilde{I}]_{(m_{\max} - P_{\max})} \end{bmatrix}_{m_{\max}} = \begin{bmatrix} [\dot{U}_H]_{P_{\max}} \\ [\dot{U}_{H(m_{\max} - P_{\max})}] \end{bmatrix}_{m_{\max}} \quad (2.84)$$

або, переписуючи (2.84) у вигляді двох матричних рівнянь отримуємо

$$\begin{aligned} [\tilde{Z}]_{P_{\max}, P_{\max}} [\tilde{I}]_{P_{\max}} + [\tilde{Z}]_{P_{\max}, m_{\max} - P_{\max}} [\tilde{I}]_{(m_{\max} - P_{\max})} &= [\dot{U}_H]_{P_{\max}} \\ [\tilde{Z}]_{(m_{\max} - P_{\max}), P_{\max}} [\tilde{I}]_{P_{\max}} + [\tilde{Z}]_{(m_{\max} - P_{\max}), (m_{\max} - P_{\max})} [\tilde{I}]_{(m_{\max} - P_{\max})} &= [\dot{U}_{H(m_{\max} - P_{\max})}] \end{aligned} \quad (2.85)$$

У зв'язку з отриманими результатами слід привернути увагу до декількох важливих обставин:

- перше з рівнянь (2.85) в точності співпадає з (2.82), що свідчить про коректність результату;

- вектор струмів усіх полюсів комунікатора $[\tilde{I}]_{m_{\max}}$, як і повна $(m_{\max} \times m_{\max})$ матриця електродинамічних параметрів в (2.85), представлений у вигляді сукупності блочних матриць). Перший з векторів $[\tilde{I}]_{P_{\max}}$ представляє собою

незалежні контурні струми, другий $[\tilde{I}]_{(m_{\max} - r_{\max})}$ – залежні струми, кожний з яких обчислюються у вигляді лінійних комбінації незалежних струмів. Алгоритми обчислення залежних струмів через незалежні добре відомі [97, 150, 154] і застосовуються в багатьох САПР електроніки.

Найпростіший вихід з цієї ситуації наділяти геометричними характеристиками лише фактичні струми, що співпадають зі струмом незалежного контурів, а струми залежних контурів залишити з нульовою геометрією (тобто визнати їх, як і струми компонентів (2.3) тобто точковими).

Друге рівняння з (2.85) дозволяє при необхідності обчислювати контурні наведені напруги в залежних контурах. Корисність цих рівнянь визначається можливістю знаходження контурів з мінімальним та максимальними значеннями наведених напруг. При цьому можна змінити склад незалежних (облікових) контурних струмів, при розв'язанні задач виділення безпечних та небезпечних електромагнітних взаємодій в комунікаторі.

Аналогічні зауваження можна зробити і що до напругових дескрипторів. Порівнюючи (2.81) з матрицею $[\tilde{Y}]_{m_{\max}, m_{\max}}$, що входять до складу комунікаторних можна отримати подібне до (2.85) рівняння

$$\begin{aligned} [\tilde{Y}]_{r_{\max}, r_{\max}} [\tilde{U}]_{r_{\max}} + [\tilde{Y}]_{r_{\max}, m_{\max} - r_{\max}} [\tilde{U}]_{(m_{\max} - r_{\max})} &= [\dot{I}_H]_{r_{\max}} \\ [\tilde{Y}]_{(m_{\max} - r_{\max}), r_{\max}} [\tilde{U}]_{r_{\max}} + [\tilde{Y}]_{(m_{\max} - r_{\max}), (m_{\max} - r_{\max})} [\tilde{U}]_{(m_{\max} - r_{\max})} &= [\dot{I}_{H(m_{\max} - r_{\max})}] \end{aligned} \quad (2.86)$$

Висновки, що зроблені при аналізі (2.85) подібні до тих що можна зробити по відношенню до (2.86).

2.5. Підсумки та пропозиції за розділом 2

В даному розділі виконане фізикоматематичне моделювання, в наслідок якого розроблена серія алгоритмів аналізу, що в однаковій мірі можуть бути застосовані до електронних ланцюгів, в тому числі і нанотехнологічної

електроніки, що працює в широкому діапазоні частот: від ДВЧ до НВЧ. Новизна та розширення наукових уявлень про об'єкт дослідження представляється результатами в узагальненому вигляді, що дозволило дослідити вплив комунікатора ФМ на його характеристики, що конкретизується в наступному розділі.

Розвинуті алгоритми формування компонентно-комунікаторних рівнянь. В основу зазначеної процедури покладені морфологічні рівняння Кірхгофа, в яких в неявний спосіб міститься інформація про просторову структуру нановиробу та способи поєднання окремих компонентів в між собою. При формуванні компонентно-комунікаторних рівнянь використанні матриці дерев та контурів комунікатора. Бінарні елементи цих матриць формуються в звичайний спосіб на основі інциденції дуг та полюсів, до відповідних елементів комунікатора. Розмір матриць визначається кількістю незалежних дерев та контурів комунікатора, що допускає певну свободу вибору їх множини. Остання обставина має чимале значення при спрощенні задач електродинаміки за для визначення елементів матриці електродинамічних параметрів комунікатора.

3. РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ

3.1. Сукупність рівнянь математичної моделі

З метою створення базової моделі ФМ доцільно зібрати результати досліджень, що розкинуті по різним підрозділам 2.2...2.4 в єдине ціле та спробувати побудувати на його основі замкнуту систему матричних рівнянь з максимально-можливим ступенем деталізації різноманітних дескрипторів процесу.

Враховуючи компоненті рівняння внутрішнього (2.46), (2.47)

$$[U]_{m_{\max}} = [Z]_{m_{\max}, m_{\max}} [I]_{m_{\max}}, \quad (3.1)$$

$$[I]_{m_{\max}} = [Y]_{m_{\max}, m_{\max}} [U]_{m_{\max}} . \quad (3.2)$$

та зовнішнього (2.49), (2.50)

$$[M]_{j_{\max}, m_{\max}} [I]_{m_{\max}} = [0]_{j_{\max}} , \quad (3.3)$$

$$[M]_{j_{\max}, m_{\max}} [U]_{m_{\max}} = [0]_{j_{\max}} , \quad (3.4)$$

прояву, компонентно-комунікаторні рівняння, що записані у відповідності з морфологічними рівняннями Кірхгофа (2.54), (2.57)

$$[D]_{r_{\max}, m_{\max}} [\dot{i}]_{m_{\max}} = [\dot{i}_H]_{r_{\max}} , \quad (3.5)$$

$$[K]_{p_{\max}, m_{\max}} [\dot{U}]_{m_{\max}} = [\dot{U}_H]_{p_{\max}} , \quad (3.6)$$

рівнянням комунікатора у формах (2.62), (2.63)

$$[\tilde{U}]_{m_{\max}} = [\tilde{Z}]_{m_{\max}, m_{\max}} [\tilde{I}]_{m_{\max}} , \quad (3.7)$$

$$[\tilde{I}]_{m_{\max}} = [\tilde{Y}]_{m_{\max}, m_{\max}} [\tilde{U}]_{m_{\max}} , \quad (3.8)$$

або (2.80), (2.82)

$$[\dot{i}_H]_{r_{\max}} = [\tilde{Y}]_{r_{\max}, m_{\max}} [\tilde{U}]_{m_{\max}} , \quad (3.9)$$

$$[\dot{U}_H]_{p_{\max}} = [\tilde{Z}]_{p_{\max}, m_{\max}} [\tilde{I}]_{m_{\max}} , \quad (3.10)$$

та зв'язок між часовими та просторово часовими дескрипторами (2.61)

$$[\tilde{U}]_{m_{\max}} = [U]_{m_{\max}} , \quad [\tilde{I}]_{m_{\max}} = [I]_{m_{\max}} \quad (3.11)$$

складемо модель, у якій як невідомі будуть фігурувати струми полюсів та напруги дуг як компонентів, так і комунікатора. Іншими словами, вектор невідомих величин моделі матиме вигляд

$$X_{4m_{\max}}^B = [I_{m_{\max}} \quad U_{m_{\max}} \quad \tilde{I}_{m_{\max}} \quad \tilde{U}_{m_{\max}}]^T \quad (3.12)$$

де $X_{4m_{\max}}^A$ – вектор стовпець невідомих величин базової моделі, тут і в подальшому для позначок матриць у вигляді стовпців або рядків квадратні дужки опускаємо, кількість елементів (в даному випадку $4m_{\max}$) позначатимемо вираз у нижньому індексу, а смислове навантаження фіксуватимемо верхнім індексом (Б – базова модель). Виконуючи комбінаційний перебір рівнянь (3.1) ... (3.11) можна скласти таку базову модель і, до того ж, не одну. При комбінуванні зазначених рівнянь необхідно враховувати, що кожна окремо взята модель не може мати лінійно залежні рівняння одного і того ж типу, наприклад, до моделі можна застосувати лише по одному з наступних пар лінійно залежних алгебраїчних рівнянь: {(3.1), (3.2)}; {(3.3), (3.4)}; {(3.7), (3.8)} або одночасно пару рівнянь (3.9), (3.10)}.

3.2. Матрична модель фазового модулятора

Розробимо базову модель аналізу фазового модулятора на основі рівнянь (3.1), (3.5), (3.6), (3.3), (3.9), (3.10), (3.11), – та представимо її у стандартній формі матричної системи рівнянь відносно невідомого вектора (3.12)

$$[A]_{4m_{\max}, 4m_{\max}} X_{4m_{\max}}^B = B_{4m_{\max}}, \quad (3.13)$$

де у відповідності зі структурою вектора (3.12) матрицю $[A]_{4m_{\max}, 4m_{\max}}$ представимо у вигляді матричних блоків

$$[A]_{4m_{\max}, 4m_{\max}} = \begin{bmatrix} A11 & A12 & A13 & A14 \\ A21 & A22 & A23 & A24 \\ A31 & A32 & A34 & A34 \\ A41 & A42 & A43 & A44 \end{bmatrix}; \quad B_{4m_{\max}} = \begin{bmatrix} B1 \\ B2 \\ B3 \\ B4 \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

Розмірності блоків лівої частини ($m_{\max} \times m_{\max}$), а правої – m_{\max} . Їх елементи формуються виділеними з (3.13) рівностями, зокрема (3.1) формує перший ряд

коефіцієнтів,

ЯК

$$A11 = [Z]_{m_{\max}, m_{\max}}; A12 = -[1]_{m_{\max}, m_{\max}}; A13 = A14 = [0]_{m_{\max}, m_{\max}}; B1 = [0]_{m_{\max}} \quad (3.15)$$

Формули (3.5), (3.6), при підстановці в них (3.9), (3.10) та (3.3) формують елементи другого ряду (3.14) як

$$A21 = \begin{bmatrix} [D]_{r_{\max}, m_{\max}} \\ [0]_{p_{\max}, m_{\max}} \\ [M]_{j_{\max}, m_{\max}} \end{bmatrix}_{m_{\max}, m_{\max}}; A22 = \begin{bmatrix} [0]_{r_{\max}, m_{\max}} \\ [K]_{p_{\max}, m_{\max}} \\ [0]_{j_{\max}, m_{\max}} \end{bmatrix}_{m_{\max}, m_{\max}}; \quad (3.16)$$

$$A23 = \begin{bmatrix} [0]_{r_{\max}, m_{\max}} \\ -[\tilde{Z}]_{p_{\max}, m_{\max}} \\ [0]_{j_{\max}, m_{\max}} \end{bmatrix}_{m_{\max}, m_{\max}}; A24 = \begin{bmatrix} -[\tilde{Y}]_{r_{\max}, m_{\max}} \\ [0]_{p_{\max}, m_{\max}} \\ [0]_{j_{\max}, m_{\max}} \end{bmatrix}_{m_{\max}, m_{\max}}; B2 = [0]_{m_{\max}}$$

Решта елементів формується рівняннями (3.11)

$$A31 = [1]_{m_{\max}, m_{\max}}; A32 = [0]_{m_{\max}, m_{\max}}; A33 = -[1]_{m_{\max}, m_{\max}}; A34 = [0]_{m_{\max}, m_{\max}}; B3 = [0]_{m_{\max}}$$

$$A41 = [0]_{m_{\max}, m_{\max}}; A42 = [1]_{m_{\max}, m_{\max}}; A43 = [0]_{m_{\max}, m_{\max}}; A44 = -[1]_{m_{\max}, m_{\max}}; B4 = [0]_{m_{\max}} \quad (3.17)$$

Таким чином, ми отримали цілком коректну модель аналізу нанотехнологічного електронного кола, у вигляді замкнутої системи рівнянь, що має розмірність $(4m_{\max} \times 4m_{\max})$

Зауваження, безпосередній розв'язок рівнянь за першою базовою моделлю (3.13) очевидно має, на перший погляд нульовий розв'язок, або його взагалі не існує, внаслідок нульової правої частини $V=[0]$. Але це не так, позаяк вивід рівняння проводився відносно різниці струмів полюсів та напруг дуг компонентів з метою спрощення викладок, якщо ж відмовитись від різницевої дескрипторів (2.45) та перейти до «абсолютних», тобто скористатися початковою формою компонентних рівнянь (2.1) та (2.2), то права частина (3.13) не буде нульовою, зокрема $B1 = [U_0]_{m_{\max}}$, решта матричних елементів своїх значень не змінять.

3.3. Блок схема системного алгоритму аналізу ФМ

Складання програми аналізу ФМ потребує, перш за все, визначити блок-схему, що може реалізувати математичну модель у вигляді сукупності програмних модулів та їх функціонального призначення.

Зважаючи на (3.14) слід зазначити, що в основу аналізу розв'язку задачі повинні стати наступні блоки.

Блок інтерфейсу введення та запам'ятовування вхідних даних, що формують коефіцієнти системи (3.14):

топологія схеми (кількість компонентів ФМ, математична модель компонента в режимах малого середнього та великого сигналів та відповідні параметри компонентів; кількість полюсів кожного компонента; схема гальванічних з'єднань компонентів, що подається матрицями зовнішнього прояву компонентів [M], контурів [K] та дерев [D]);

джерела електроенергії (гармонійний переносник, первинний сигнал, що задає періодичний закон зміни ємності варикапа та кількість його гармонійних складових (2.6), (2.18), що необхідно враховувати;

морфологічна структура комунікатора, що включає в себе розміри та місця розташування компонентів, друкованих доріжок, фізичні параметри провідникових поєднувачі та рознімачів, діелектричні властивості та втрати в об'ємах ізоляційних плат, та екранів.

1. Блок задавання вихідної інформації.

вид аналізу: (на постійному струмі, часовий, частотний, динамічний чи статичний, розкид параметрів, тепловий режим, внутрішня та зовнішня електромагнітна сумісність тощо);

фізичні величини: (струм, напруга, потужність, коефіцієнт передачі в частотній області (статика), коефіцієнт передачі переносника по напрузі в межах одного двох періодів модулюючого коливання (динаміка), частотна залежність вхідного та вихідного опору, що необхідно для узгодження генератора та навантаження з ФМ;

форма результуючої інформації (таблиці, графіки, гістограми, діапазони дослідження) та способи її зберігання.

2. Блок формування компонентних рівнянь в статичному режимі.

в цьому випадку ємність не вважається параметричним компонентом, а постійною величиною, значення якої змінюють в максимально допустимих варіаціях меж на його робочій ділянці.

3. Блок формування компонентних рівнянь в динамічному режимі за алгоритмами (2.4)...(2.35).

4. Блок формування матриць електродинамічних параметрів комунікатора.

5. Блок формування компонентно-комунікаторних рівнянь.

6. Блок формування підматриць, що формують (3.13).

7. Блок розв'язання системи лінійних алгебраїчних рівнянь (3.13).

8. Блок переходу від частотного до часового аналізу.

9. Блок формування інтерфейсу виводу результатів.

10. Блок вибору типу аналізу.

11. Блок параметричної оптимізації ФМ.

12. Блок оцінки впливу внутрішнього електромагнітного стану на характеристики ФМ.

13. Блок конструктивної оптимізації ФМ.

14. База даних конструктивної та схемотехнічної реалізації ФМ.

Задача програмної реалізації запропонованої системної моделі надзвичайно складна і по об'єму витрат перевищує витрати на розробку сучасних САПР типу MicroCap, EWB, OrCad, MultiSim, Altium Designer. З цих причин обмежимося ілюстрацією застосування запропонованого алгоритму для аналізу лише тієї частини об'єкта дослідження, що забезпечує фазову модуляцію. Контроль правильності отриманих результатів виконуватимемо шляхом порівняння характеристик, що паралельно будуть отримані в САПР MicroCap.

Для початку розглянемо реактивний двополюсник, що виконує зсув по фазі напруги відносно струму, що його живить. В найпростішому варіанті це –

резонансний контур, рис. 3.1. Резонансні властивості такого контура визначаються АЧХ та ФЧХ, рис. 3.2.

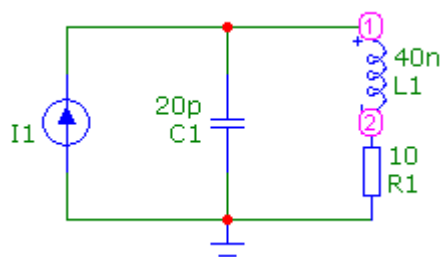


Рисунок 3.1 – Резонансний контур ФМ

В схемі ФМ, рис. 1.14, використовується варикап KB102Ж за http://www.niipp.ru/Russian/products/varicap_KB102_110.html має наступні параметрами: загальна ємність діоду $C_d = (19...28)$ пФ; коефіцієнт перекриття $K_C=2,1$; добротність $Q=50$ при $U_{ЗВ}=4$ В та частоті $f = 50$ МГц; $U_{0 \max}=80$ В; постійний зворотній струм $I_0=1$ мкА. У відповідності з цими даними розраховані параметри контура ФМ, рис. 2.3. Найближчими закордонними аналогами до цього діоду є варактори в діапазоні типів від ВВ119 до ВВ404 (KB109) <http://www.radio-komplekt.ru/analog.php?page=2>, які також містяться в бібліотеці компонентів MicroCap. Виконавши параметричний аналіз, суть якого отримання сімейства АЧХ та ФЧХ при зміні ємності контура C_1 в межах $10...20$ пФ, рис. 3.2, переконуємось в тому, що такі межі діапазону можуть призвести до зміни фази переносника (тобто модульованого коливання) в межах від $(85...-85)^0$, що задовольняє вимогам фазової модуляції.

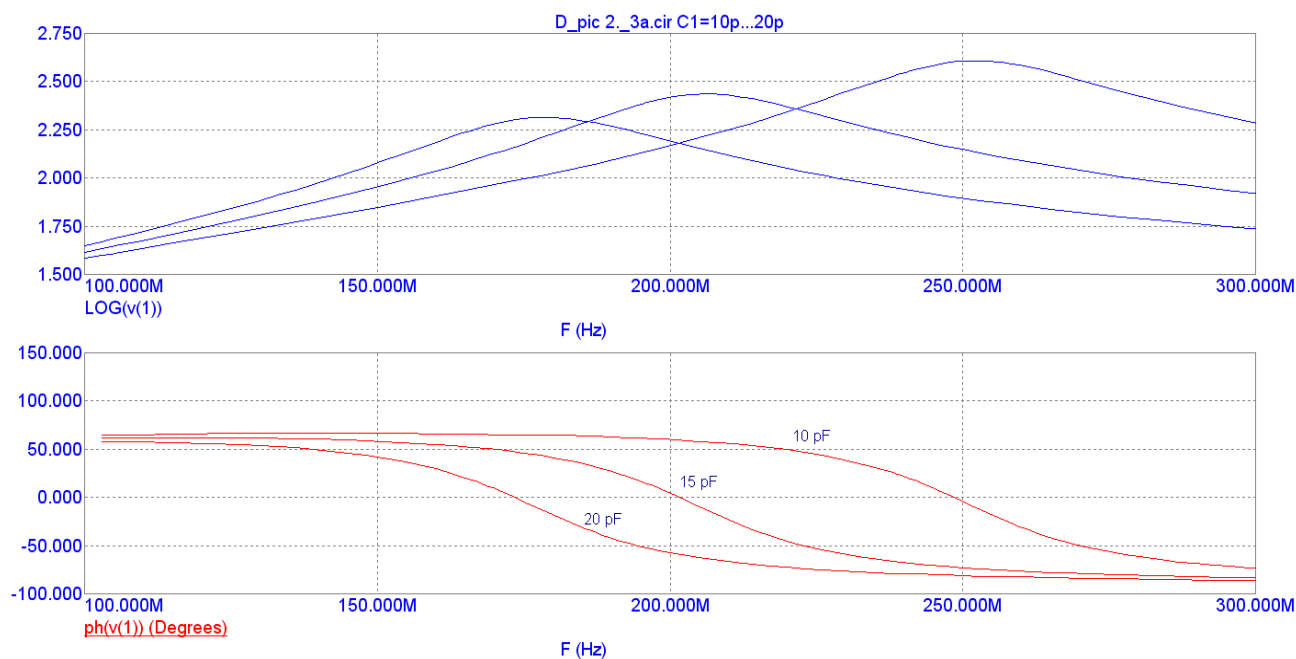


Рисунок 3.2 – Сімейство АЧХ та ФЧХ контура ФМ

Переконаємось в тому, що аналогічний зсув фази контура ФМ можна отримати заміною $C1$ на варактор ВВ119, за схемою, рис. 3.3

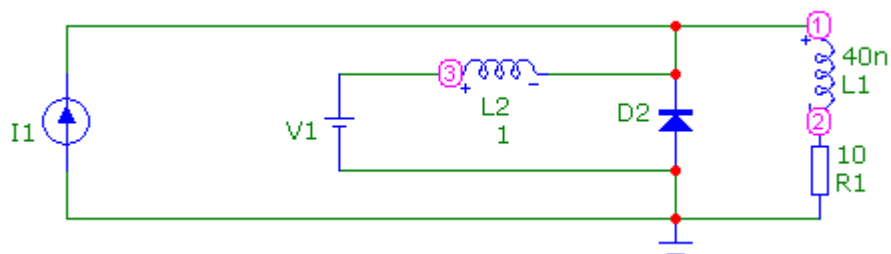


Рисунок 3.3 – Резонансний контур ФМ на варакторі ВВ119

Змінюючи значення постійної напруги $V1$ в межах (0...15)V переконаємося, рис. 3.4, що при цьому також відбувається фазовий зсув напруги контура по відношенню до фази джерела струм $I1$. Що свідчить про можливість реалізації фазової модуляції шляхом заміни $V1$ на первинний інформаційний сигнал.

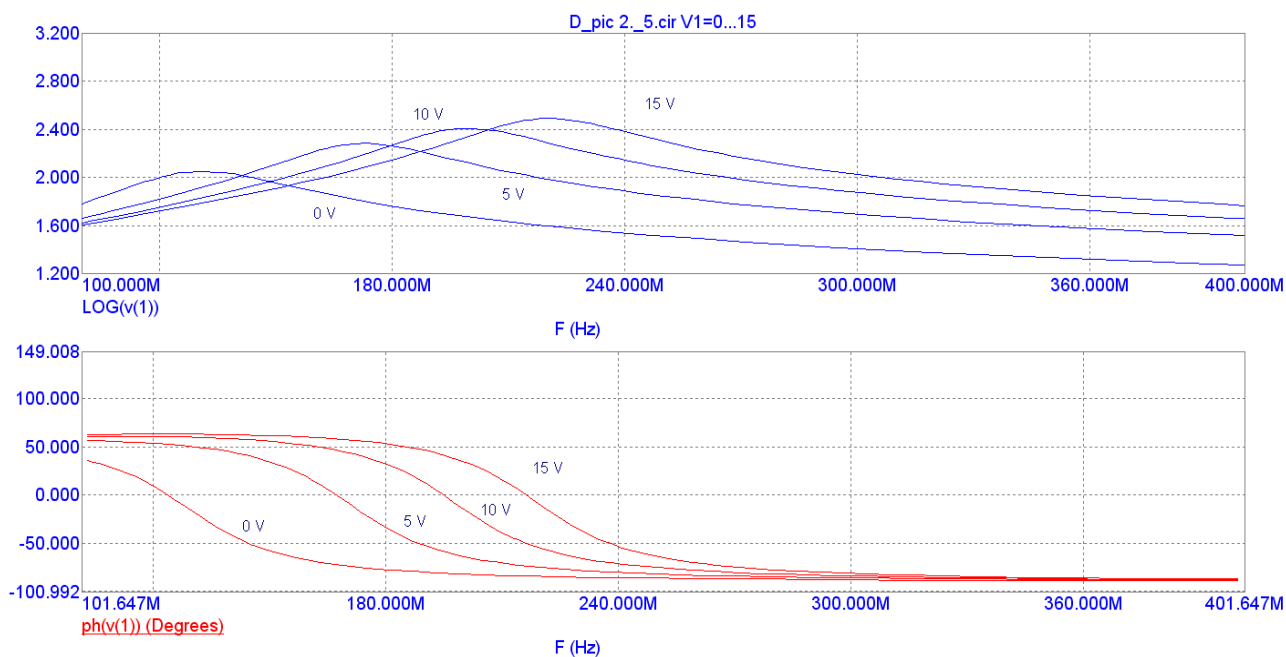


Рисунок 3.4 – Реалізація фазового зсуву на варакторі VV119

На жаль безпосереднє підключення на місце контурної ємності ємність, що можна змоделювати, як параметричний компонент, рис. 3.5, не дозволяє виконати числовий аналіз в рамках MicroCap, рис. 3.6, внаслідок виникнення числової розбіжності.

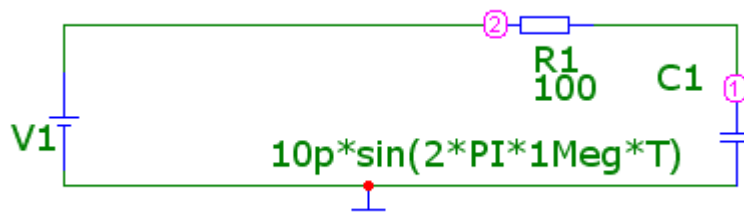


Рисунок 3.5 – Заміна моделюючої ємності на параметричну ємність

Застосуємо тепер алгоритм (3.13)...(3.17) для аналізу схеми рис. 3.1, де на роль параметричної ємності залишимо поки постійну ємність $C1 = 20\text{pF}$, яка не змінюється у часі. Після формування системи матричних рівнянь моделі заміно в ній елементи матриць у відповідності з рівнянням (2.31) для параметричної ємності. В результаті такої заміни кожний скалярний елемент в (3.13)...(3.17) буде замінено на матриці, в тому числі 0 на нульову матрицю, а одиниці - на одиничну матрицю. Розмірність таких матриць визначатиметься

числом комбінаційних частот виразу (2.11), що формують часову залежність реакції двополюсного реактивного компонента, а саме: сумарні та різницеві комбінаційні частоти разом з частотою переносника.

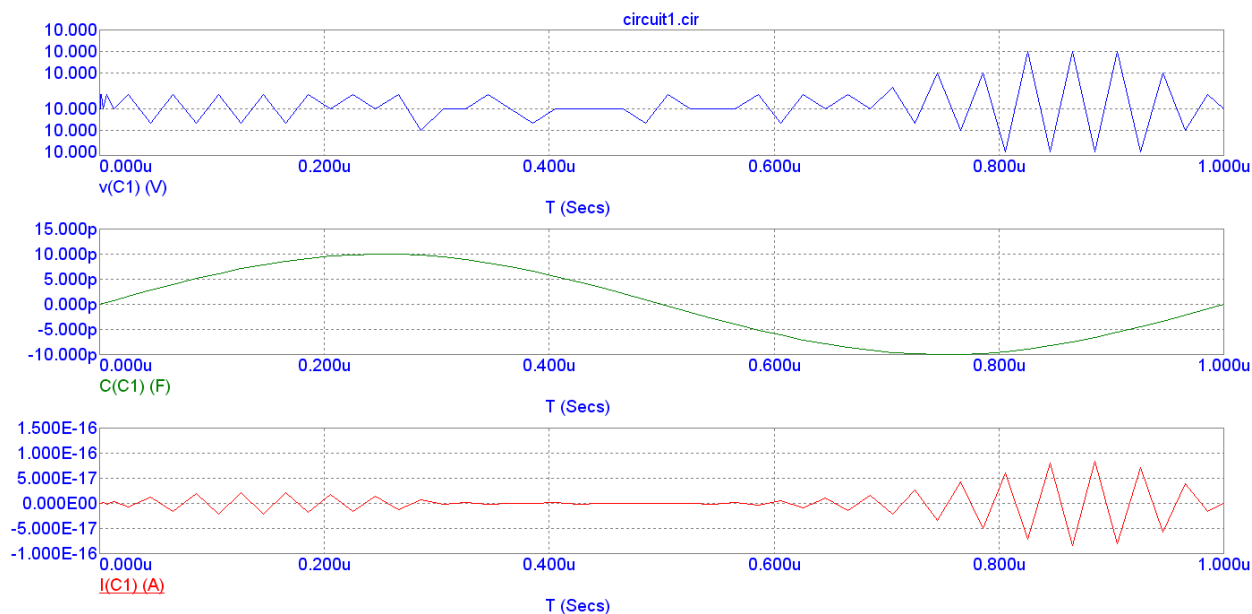
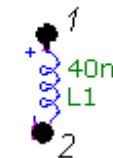

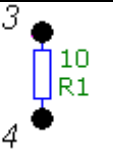

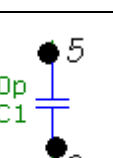





Рисунок 3.6 – Часові залежності резонансного контура з параметричною ємністю.

Формування A11.3 (3.15) впливає, що для цього треба скласти матрицю компонентів. Довільно перенумеруємо компоненти схеми, дерева, їх полюси, і представимо результат у вигляді табл. 3.1. Дерева, та їх схематичне зображення зведені в табл. 3.2. Слід зазначити, що кожному полюсу компонента чи дерева відповідає струм, додатній напрям якого вважається до компонента (дерева). Окрім того, з цим же полюсом пов'язана і напруга по дузі компонента (дерева), яка відраховується, як додатна в напрямку по часовій стрілці від цього полюса до найближчого сусіднього полюса. Тобто модель для цього випадку має 4 компонента, три дерева, 16 полюсів та 16 дуг. Таким чином, кількість рівнянь усієї математичної моделі – 32.

Таблиця 3.1

Схемне зображення	Розрахункове зображення	Компонент (Полюси)
		K1(1,2)
		K2(3,4)
		K3(5,6)
		K4(7,8)

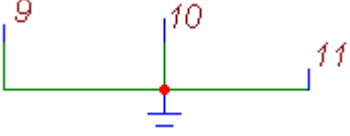
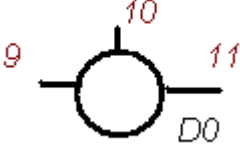
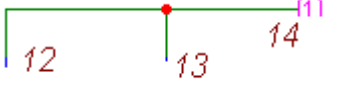


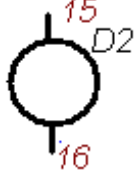
Рівняння окремих компонент мають вигляд:

✓ для пасивних компонент K1...K3

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_L & 0 \\ 0 & Z_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} U_5 \\ U_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_C & 0 \\ 0 & Z_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_5 \\ I_6 \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

✓ для реальних джерел електричної енергії, що у відповідності з законом збереження енергії не можуть генерувати нескінченну енергію, електричну схему їх заміщення представляють двома способами, рис. 3.7. Якщо внутрішній опір джерела набагато менше його навантаження, то схема представляється у вигляді джерела напруги, рис. 3.7а, а якщо вказане співвідношення має зворотний характер – джерелом струму, рис. 3.7б.

Таблиця 3.2

Конструктивне зображення дерева	Розрахункове зображення	Дерево (полюси)
		D0(9,10,11)
		D1(12,14,13)
		D2(15,16)

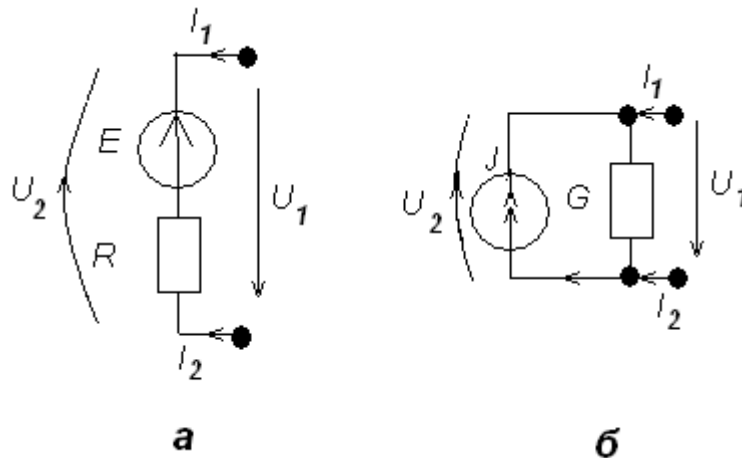


Рисунок 3.7 – Способи заміщення джерел електроенергії

В позначках схеми, рис. 3.7а, компонентне рівняння має вигляд

$$\begin{bmatrix} \tilde{U}_1 \\ \tilde{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}; \quad \tilde{U}_1 = U_1 - E; \quad \tilde{U}_2 = U_2 + E \quad (3.19)$$

а для джерела струму, рис.2.9б,

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_1 \\ \tilde{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}; \quad \tilde{I}_1 = I_1 - J; \quad \tilde{I}_2 = I_2 + J \quad (3.20)$$

Ідеалізовані джерела електроенергії, для яких

$$R=0; \quad G=0, \quad (3.21)$$

як впливає з (3.19) та (3.20) можуть мати компонентні рівняння у вигляді

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +J \\ -J \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

що в деяких випадках дозволяє скоротити кількість змінних математичної моделі, але при цьому втрачається універсалізм складання системи рівнянь, що шкодить машинній алгоритмізації. Саме з цих причин в рівняннях джерельних компонентів ці величини можна покладати скільки завгодно малими, але не нуль.

Таким чином, у відповідності з (3.20) рівняння для компонента К4 представимо у вигляді

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_7 \\ \tilde{I}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_7 \\ U_8 \end{bmatrix}; \quad \tilde{I}_7 = I_7 - I1; \quad \tilde{I}_8 = I_8 + I1 \quad (3.23)$$

або

$$\begin{bmatrix} \tilde{U}_1 \\ \tilde{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}; \quad \tilde{U}_1 = U_1 - E; \quad \tilde{U}_2 = U_2 + E \quad (3.24)$$

З еквівалентних рівнянь (3.23) та (3.24) для формування алгоритму обираємо (3.24), як таке, що дозволяє першими, як вимагає вектор невідомих (3.12), виписати струми полюсів. Для цього необхідно перерахувати параметри компонентів схеми, рис. 3.7а, в параметри компонентів схеми, рис. 3.7б. В результаті матимемо

$$\begin{bmatrix} \tilde{U}_7 \\ \tilde{U}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G^{-1} & 0 \\ 0 & G^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_7 \\ I_8 \end{bmatrix}; \quad \tilde{U}_7 = U_7 - I1 \cdot G^{-1}; \quad \tilde{U}_8 = U_8 + I1 \cdot G^{-1} \quad (3.25)$$

Елементи матриць (3.18) та (3.23) обчислюються за формулами у відповідності зі значеннями параметрів компонентів схеми, рис. 3.1.

$$Z_L = j\omega L; \quad L = 40 \text{ нГн.} \quad R = 10 \text{ Ом.} \quad Z_C = (j\omega C)^{-1}; \quad C = 20 \text{ нФ.} \quad (3.26)$$

а гармонійне джерело струму з одиничною амплітудою та нульовою початковою фазою

$$I1 = \exp(j0)A; \quad G = 1 \text{ нСм}; \quad f = 1 \text{ МГц}. \quad (3.27)$$

За (3.18) та (3.23) будемо матрицю A11 (3.15)

$$A11 = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_L & 0 \\ 0 & Z_L \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} Z_C & 0 \\ 0 & Z_C \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} G^{-1} & 0 \\ 0 & G^{-1} \end{bmatrix} \end{bmatrix}_{8,8} \quad B1 = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} -I1 \cdot G^{-1} \\ +I1 \cdot G^{-1} \end{bmatrix} \end{bmatrix}_8 \quad (3.28)$$

За виразами (3.15), де $m_{\max} = 8$ будемо решту матричних елементів першого ряду (3.14)

$$A12 = - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad A13 = A14 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.29)$$

Формування другого ряду матриць (3.16) можна виконати склавши матриці топологічного з'єднання компонентів: зв'язків [M], дерев [D], та контурів [K]. Ці матриці будуються на основі схемотехнічного подання конструкторсько-топологічної схеми, рис. 3.1 у вигляді схемотехнічного зображення, рис. 3.8, компонентів та дерев комунікатора, що представлені в табл. 3.1, табл. 3.2.

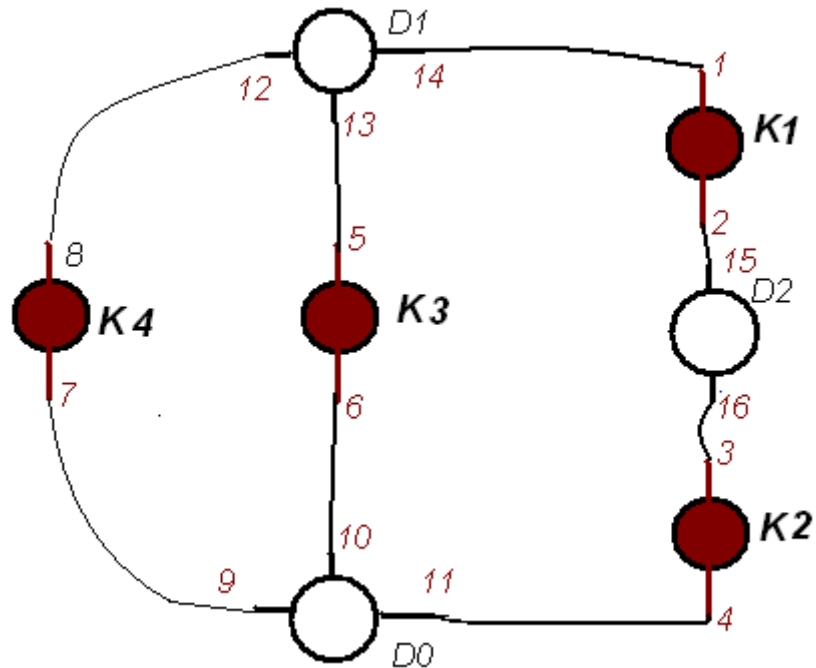


Рисунок 3.8 – Сукупність компонентів та дерев контура ФМ

Кількість стовпчиків цих трьох матриць співпадає з кількістю полюсів (дуг) компонентів. Але вони розрізняються лише за кількістю рядків: в матриці M – номери компонентів; в матриці D – номери дерев, без одного з них; в матриці контурів – номери лінійно незалежних контурів. Елементи цих матриць приймають лише два значення 0 або 1, що визначає інцидентність (1), або її відсутність (0) номера полюса (дуги), що вказується номером стовпчика до відповідно компонента, дерева та контура, на які вказує номер рядка.

$$[M]_{4,8} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$[D]_{2,8} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$[K]_{2,8} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Слід зазначити, що при формуванні матриці (3.31) номери плюсів дерев 9...16 не використовувались, позаяк кожному з цих номерів однозначно відповідали певні номери компонентів – відповідно 7, 6, 4, 8, 5, 1, 2, 3. Номери полюсів дерев доцільно використовувати в процесі обчислення матриць електродинамічних параметрів комунікатора з метою відображення впливу його електромагнітного стану на характеристики ФМ.

З урахуванням (3.30)...(3.32)

$$A_{21} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}_{8,8} \quad (3.33)$$

$$A_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{8,8} \quad (3.34)$$

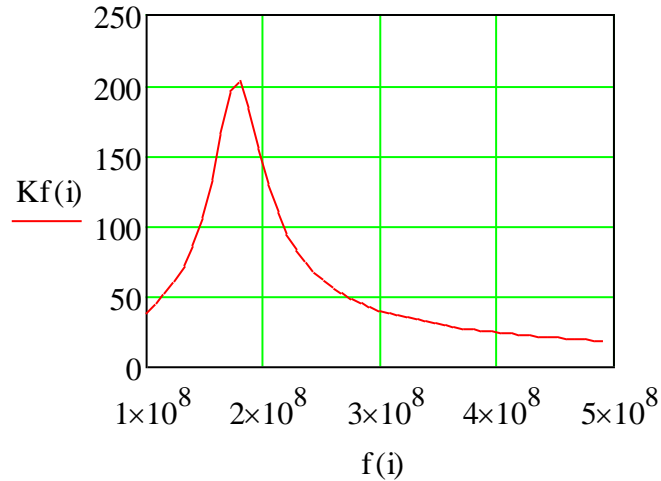
Для нульового режиму комунікатора, у відповідності з яким можна нехтувати параметрами комунікатора провідна $[\tilde{Y}]_{r_{\max} \cdot m_{\max}}$ та опірна $[\tilde{Z}]_{p_{\max} \cdot m_{\max}}$ матриці комплексних електродинамічних параметрів комунікатора можна вважати нульовими матрицями. З урахуванням зроблених зауважень

$$A_{23} = A_{24} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{8,8}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

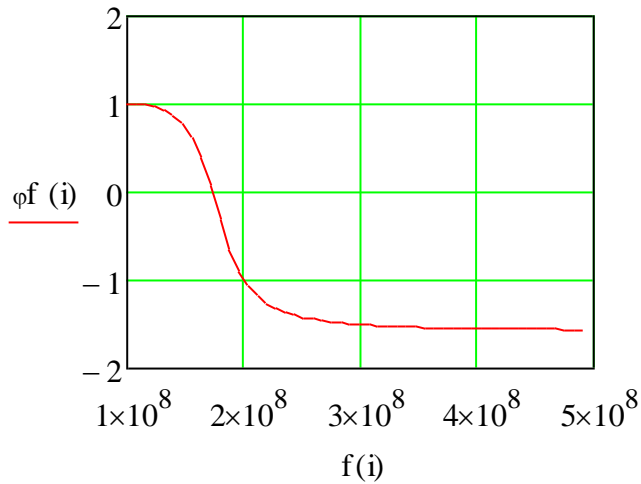
Матричні коефіцієнти третього та четвертого ряду системи рівнянь (3.13) цілком та повністю визначаються рівняннями (3.17) і додаткових пояснень не вимагають.

Таким чином, алгоритм аналізу ФМ, що представлений рівностями (3.26) ... (3.35) та (3.17) дозволяє розраховувати АЧХ ФЧХ ФМ. Для його реалізації розроблена програма аналізу в середовищі MathCad 14. Код програми та результати обчислень представлені в Додатку Б.

Аналіз отриманих результатів, рис. 3.9 свідчить, що вони співпадають з результатами, рис. 3.2, комп'ютерного обчислення, що були проведені раніше. За цих обставин можна вважати, що запропонований алгоритм є достовірно вивіреною та придатним для аналізу електричних кіл. Його окремий випадок, за умови нехтування електромагнітними параметрами комунікатора ФМ представляє собою методи аналізу електричних кіл в класичному варіанті застосування компонентних рівнянь та рівнянь Кірхгофа.



а



б

Рисунок 3.9 Передатний опір контура ФМ, модуль – а, фазовий зсув - б

3.4. Підсумки та пропозиції за розділом 3

В даному розділі розвинута математична модель аналізу електричних кіл, що обґрунтована в електродинамічній спосіб з метою її використання в області надзвичайно високочастотних сигналів.

Запропонована модель представлена у вигляді симбіозу компонентних, компонентно-комунікаторних та комунікаторних матричних співвідношень. Отримані результати перевірені шляхом проведення аналізу модуляційних характеристик резонансного контура фазового модулятора. Виконано

порівняльний аналіз класичного та запропонованого методу дослідження, який показав повну збіжність результатів в режимі нехтування електромагнітними параметрами комунікатора фазового модулятора, що свідчить про правомірність застосування отриманих моделей.

Таким чином, отримані результати дослідження надають можливість в системний спосіб виконувати аналіз КЕ СКС з метою оптимізації як схемотехнічних, так і конструктивно-морфологічних характеристик нанoeлектронних виробів на рівні проектування без відповідного виготовлення ескізних зразків та їх експериментального дослідження. Запровадження результатів дослідження веде до скорочення фінансових витрат, за рахунок заміни натурного експерименту комп'ютерним моделюванням, що в нанотехнологіях є надзвичайно актуальною проблемою. Можна лише уявити економічний ефект, якщо на виготовлення одного ескізного зразка витрачаються сотні мільйонів доларів.

ВИСНОВКИ

В результаті дослідження в роботі отримані нові методи аналізу фазових модуляторів НВЧ діапазону, що відрізняються від існуючих можливістю оптимізації конструкції на схемотехнічному етапі проектування. Новизна та розширення наукових уявлень про об'єкт дослідження представляється приведеними конкретними результатами.

1. Розглянуті принципи формування кутових видів модуляції, основні термінологічні поняття: часові та спектральні характеристики, індекс модуляції та девіація частоти, склад спектральних складових та ширина спектру модульованого коливання, відмінності ЧМ та ФМ. Пояснюється чому ФМ головним чином використовують для маніпуляції, тобто передачі бінарних сигналів. Звертається увага на можливість формування кутових видів модуляції як на основі цифрових способів обробки сигналів, так і на основі аналогових компонентів у вигляді варикапів у класичний спосіб.

2. Виконано порівняльний аналіз різноманітних варіантів структурних схем ФМ та компонентів, на основі якого реалізована його принципова схема.

3. Виконане моделювання, в наслідок якого розроблений системний метод аналізу, що в однаковій мірі може бути застосованим до аналізу монолітних інтегральних схем, в тому числі і нанотехнологічної електроніки, що працює в широкому діапазоні частот: від ДВЧ до НВЧ.

4. На основі декомпозиції ФМ виконана класифікація моделей його композиційних складових, що описують процеси в компонентах та постульовані шляхи синтезу дескрипторів цих процесів в єдину математичну модель.

5. Виконана побудова математичної моделі на основі матричних компонентних рівнянь, що реалізована в блочному вигляді. На відміну від існуючих, форма запису запропонованої моделі дозволяє проводити оцінки взаємовпливів компонентів, тобто моделювати роботу як автономних, так і неавтономних компонентів у випадку їх взаємодії один з одним в межах об'єкту, що аналізується.

6. Приведені шляхи побудови матриці узагальнених дескрипторів, що характеризують сукупність усіх компонентів одночасно на основі блочної структури. Кожний блоковий елемент узагальненої матриці відображає матричне рівняння окремо-взятого компонента.

7. Розвинуті алгоритми формування компонентно-комунікаторних рівнянь. В основу зазначеної процедури покладені морфологічні рівняння Кірхгофа, в яких в неявний спосіб міститься інформація про просторову структуру нановиробу та способи поєднання окремих компонентів в між собою.

8. При формуванні компонентно-комунікаторних рівнянь використанні матриці дерев та контурів комунікатора. Бінарні елементи цих матриць формуються в звичайний спосіб на основі інциденції дуг та полюсів, до відповідних елементів комунікатора. Розмір матриць визначається кількістю незалежних дерев та контурів комунікатора, що допускає певну свободу вибору їх множини. Остання обставина має чимале значення при спрощенні задач електродинаміки за для визначення елементів матриці електродинамічних параметрів комунікатора.

Таким чином, отримані результати дослідження надають можливість в системний спосіб виконувати аналіз ФП з метою оптимізації як схемотехнічних, так і конструктивно-морфологічних характеристик нанoeлектронних виробів на рівні проектування без відповідного виготовлення ескізних зразків та їх експериментального дослідження. Запровадження результатів дослідження веде до скорочення фінансових витрат, за рахунок заміни натурального експерименту комп'ютерним моделюванням, що в нанотехнологіях є надзвичайно актуальною проблемою. Можна лише уявити економічний ефект, якщо на розробку та виготовлення одного ескізного зразка витрачаються сотні мільйонів доларів.

ЛІТЕРАТУРА

1. Алексеев О.В. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ: Учеб. Пособие для вузов / О.В. Алексеев, А.А. Головкин,

- А.Я. Дмитриев и др.; Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Радио и связь, 1987.- 392 с.
2. Альтман Дж. Л. Устройства сверхвысоких частот: пер. с англ./ Под. ред. И. В. Лебедева. – М.: Мир, 1968.- 487 с.
 3. Анисимов В.И. и др. Диалоговые системы схемотехнического проектирования. - М.: Радио и связь, 1988. - 288 с.
 4. Антосик П, Микусинский Я., Сикорский Р. Теория обобщённых функций. – Секвенциальный подход. – М.: Мир, 1976. 312 с.
 5. Бабак В.П., Хандецкий В.С., Шрюфер Е. Обробка сигналів: Підручник. – К.: Либідь, 1999. – 496 с.
 6. Балакирев М.В., Вохмяков Ю.С., Журиков А.В. и др. Радиопередающие устройства. М.: Радио и связь, 1982 - 256с.
 7. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи с распределёнными параметрами: Учебн. Пособие для вузов. - М.: Высшая школа, 1980. - 152 с.
 8. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчёта). М.: Сов. Радио, 1974, 232 с.
 9. Бейтмен Г., Эрдейи А. Высшие трансцендентные функции. - Функции Бесселя. Функции параболического цилиндра. Ортогональные многочлены. \ Том 2. – М.: Наука, 1974. 296 с.
 10. Бейтмен Г., Эрдейи А. Высшие трансцендентные функции. Гипергеометрические функции. Функции Лежандра.\Том 1.–М.: Наука, 1973. 296 с.
 11. Белецкий А. Ф. Основы теории линейных электрических цепей. – М.: Связь, 1967. – 391 с.
 12. Белкин М.К. и др. Справочник по учебному проектированию приёмно-усилительных устройств / М.К. Белкин, В.Т. Белинский, Ю.Л. Мазор и др. – 2-е изд. – К.: Высшая школа Головное изд-во, 1988.– 472 с.
 13. Березин А.С., Мочалкина О.Р. Технология и конструирование микросхем: Учеб. Пособие для вузов / Под ред. И.П. Степаненко. - М.: Радио и связь, 1983. – 232 с.
 14. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. – М.: Высшая

школа, 1973, 752 с.

15. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчёт электрических и магнитных полей. – Пер. с англ., М.: Энергия, 1970. 376 с.

16. Блиох П.В., Николаенко А.П., Филиппов Ю.Ф. Глобальные электромагнитные резонансы в полости Земля - ионосфера. К.: Наукова думка, 1977. 200 с.

17. Бова Н.Т., Стукало Г.А., Храмов В.А. Управляющие устройства СВЧ. – Киев: Техника, 1973. – 163 с.

18. Бондаренко М.Ф. та ін. Комп'ютерна дискретна математика. – Харків: «Компанія СМІТ», 2004. 408 с.

19. Бородулин А.А. О достижимых параметрах выключателя и отражательного фазовращателя с общим переключательным элементом. – Радиотехника и электроника, т. 11, №10, с. 2105 – 2108

20. Бухгольц Г. Расчёт электрических и магнитных полей. - М.: ИЛ, 1961. 712 с.

21. Валитов Р.А., Попов И.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах/ Под ред. Р.А. Валитова и И.А. Попова. М.: Сов. радио, 1973. – 464 с.

22. Варламов Р.Г. Справочник конструктора РЭА: Общие принципы конструирования / Под ред. Р.Г. Варламова. – М.: Сов. радио, 1980. – 480 с.

23. Верещагин Е.М., Никитенко Ю.Г. Частотная и фазовая модуляция в технике связи. – М.: Связь, 1974.- 224с.

24. Верлань А.Ф., Сизиков В.С. Интегральные уравнения: методы, алгоритмы, программы. Справочное пособие. К.: Наукова думка, 1986. 544 с.

25. Верлань А.Ф., Сизиков В.С. Методы решения интегральных уравнений с программами для ЭВМ. К.: Наукова думка, 1978. 292 с.

26. Верхопятницкий П. Д., Латинский В.С. Справочник по модульному конструированию радиоэлектронной аппаратуры. – Л.: Судостроение, 1983, -232 с.

27. Волин М.Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. – 2-е

изд. перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1981. – 296 с.

28. Вольман В.И., Пименов Ю.В. Техническая электродинамика. – М.: Связь, 1971. 487 с.

29. Ганстон М. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ: Пер. с англ./ Под ред. А.З. Фрадина.- М.: Связь, 1976.- 150 с.

30. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – 4-е изд. М.: Наука, 1988. – 552 с.

31. Гахов Ф.Д. Краевые задачи. \ Изд. 3-е., - М.: Наука, 1977. 640 с.

32. Гахов Ф.Д., Черский Ю.И. Уравнения типа свёртки. - М.: Наука, 1978. 296 с.

33. Герасимов В.Г. и др. Методы и приборы электромагнитного контроля промышленных изделий. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 272 с.

34. Глазунов Л.П., Смирнов А.Н. Проектирование технических систем диагностирования. – Л.: Энергоатомиздат., 1982. – 168 с.

35. Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В. Электромагнитные поля и волны. - – М.: Сов. радио, 1971. – 664 с.

36. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986 - 511с.

37. Гордиенко В.И., Калашников Н.И., Надточий К.Д. Измерение низкочастотных вихревых электрических полей. - Киев: Наукова думка, 1975 – 88 с.

38. Гринберг Г.А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. – Л: АН СССР, 1948. – 733 с.

39. Гроднев И.И., Шварцман В.О. Теория направляющих систем связи. – М.: Связь, – 1978. – 296 с.

40. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.

41. Дзехцер Г.Б., Орлов О.С. Р-і-п диоды в широкополосных устройствах СВЧ. – М.: Сов. радио, 1970. – 200с.

42. Доброхотов Б.А. Измерения в электротехнике / Справочник. Том II – Л.: - М.: Энергия, 1965. – 240 с.

43. Емеличев В.А. и др. Лекции по теории графов – М.: Наука, 1990. 386 с.
44. Ермолаев Ю.П., Пономарёв М.Ф., Крюков Ю.Г. Конструкции и технология микросхем (ГИС и БГИС); Под ред. Ю.П. Ермолаева: Учебник для вузов. - М.: Сов. радио, 1980. – 256 с.
45. Жарков Ф.П., Соколов В.А. Цепи с переменными параметрами. – М.: Энергия, 1976.- 233 с.
46. Железняков В.В. Электромагнитные волны в космической плазме. М.: Наука, 1977. 432 с.
47. Жигалов А.Т. и др. Конструирование и технология печатных плат. М.: Высшая школа, 1973, 216 с.
48. Жоакім К., Плевер Л. Нанонауки. Невидимая революция. - М.: Колибри, 2009. - 235 с.
49. Иллюстрированная хроника открытий и изобретений. - М.: Астрель, 2002
50. Йордан Э. Структурное проектирование и конструирование программ. – М.: Мир, 1979 – 416 с.
51. Каганов В. И. Транзисторные радиопередатчики. – М.: Энергия, 1976.- 448 с.
52. Каганов В.И. Проектирование транзисторных радиопередатчиков с применением ЭВМ. – М.: Радио и связь, 1988. – 256 с.
53. Колмогоров А.И., Фомин С.В. Элементы теории функций и функциональный анализ. – М.: Наука, 1972. 496 с.
54. Кудря В. Г. Электродинамическое обоснование адекватности математических моделей радиотехническим цепям. – Автореферат дис. на соиск. уч. степени канд. техн. наук, Одесса: ОЭИС им. А.С. Попова, 1983
55. Кудря В.Г. Системне проектування функціональних перетворювачів. // Труды пятой международной научно-практической конференции "Современные информационные и электронные технологии", 17 — 21 мая 2004 г. , Одесса: СИЭТ, 2004, с. 165.
56. Кудря В.Г. Выбор информационных параметров магнитного поля токоведущих проводов. — Механизация и электрификация социалистического

сельского хозяйства. ВАСХНИЛ — М.: Колос, 1977, №10, с.53 – 54

57. Кудря В.Г. Збірник методичних вказівок до лабораторних робіт по курсу "Теоретичні основи електротехніки" – Одеса: ОГМІ, 1999, 66 с.

58. Кудря В.Г. Инженерный расчёт электромагнитного поля линейных токов в двухслойной среде. — Сб. трудов учебн. институтов связи, Л.: Связь, 1977, №82, с. 40 – 44

59. Кудря В.Г. Моделювання електромагнітних перешкод комунікатора електронної апаратури діапазону частот 0,03...3 ГГц./ В кн.: Труды третьей международной научно-практической конференции "Современные информационные и электронные технологии" — Одесса: СИЭТ-2002, 2002р. с. 52

60. Кудря В.Г. Основи електротехніки та електроніки – Одеса: ОДЕКУ, 2008, 123 с.

61. Кудря В.Г. Расчёт наводимых напряжений в контурах коммунікатора/— В кн.: Прикладная электротехника. Сб. науч. трудов. Киев: Наукова думка, 1981, с. 34-39

62. Кудря В.Г. Стационарное поле токоведущих проводов./ В кн.: Электронное моделирование, АН УССР, — Киев: Наукова думка, 1977, с.45 – 52

63. Кудря В.Г., Миронченко Б.Т. Аналітичний потенціал дискретних поверхонь – Тези доповіді на міжнародній конференції м. Дніпропетровськ “ДНІ НАУКИ – 2005”. 2 с.

64. Кузнецов О.П., Адельсон-Вельский Г.М. Дискретная математика для инженера. – М.: Энергия, 1980.-344с.

65. Лавров А.Г. Взаимное влияние линейных вибраторных антенн. М.: Связь, 1975. 128 с.

66. Митра Р., Ли С. Аналитические методы теории волноводов. - М.: Мир, 1974. 328 с.

67. Моисеев Н.Н. Асимптотические методы нелинейной механики. – М.: Наука, 1969. – 380с.

68. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники./ В 2-

х томах. – Л.: Энергоиздат, 1981. 534 с.

69. Обэн Ж.П. Приближенное решение эллиптических краевых задач. – М.: Мир, 1977. 384 с.

70. Остин О. Нобелевские лауреаты 2010 // Гипотезы и открытия. - К.: Интеллект Медіа, 2010. - №11 ноябрь. - С. 2-6.

71. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. – М.: Мир, 1979. 320 с.

72. Панфілов І.П., Дирда В.Ю., Капацін А.В. Теорія електричного зв'язку: Підруч. для студентів вищ. навч. закл. – Київ: Техніка, 1998.- 328 с.

73. Панчишин Ю.М., Усатенко С.Т. Измерение переменных магнитных полей. - Киев: Техніка, 1973. – 140 с.

74. Пиотровский Л.Б., Кац Е.А. «Нанотехнология», «нанонаука» и «нанообъекты»: что значит «нано»? // Экология и жизнь, 2010. - №8, №9.

75. Уёмов А.И. Системные аспекты философского знания. – Одесса: Студия «Негоциант», 2000. – 160 с.

76. Чистяков Н.И. К вопросу о модели амплитудно-фазовой конверсии. – Радиотехника, 1979, т. 34, № 10, с. 18-19.

77. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:
http://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%98%D0%BD%D1%82%D0%B5%D0%B3%D1%80%D0%B0%D0%BB%D1%8C%D0%BD%D0%B0%D1%8F_%D1%81%D1%85%D0%B5%D0%BC%D0%B0)

78. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:
http://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9A%D0%B2%D0%B0%D0%BD%D1%82%D0%BE%D0%B2%D0%B0%D1%8F_%D1%82%D0%B5%D0%BB%D0%B5%D0%BF%D0%BE%D1%80%D1%82%D0%B0%D1%86%D0%B8%D1%8F

79. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:
<http://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A1%D0%BF%D0%B8%D0%BD>

80. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://uk.wikipedia.org/wiki/>

81. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:
<http://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%9A%D0%B2%D0%B0%D0%BD%D1%82%D0>

%BE%D0%B2%D0%B8%D0%B9_%D0%BA%D0%BE%D0%BC%D0%BF%D1%8E%D1%82%D0%B5%D1%80

82. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

http://www.rodnik.ru/product/sapr/pp_i_plis/quantic/omega/index.php?WEB_FORM_ID=6&RESULT_ID=931&formresult=addok

83. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

http://www.victoria.lviv.ua/html/oio/html/theme5_rus.htm

84. Электронный ресурс]. – Режим доступа:

http://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%A5%D1%96%D0%BC%D1%96%D1%87%D0%BD%D0%B8%D0%B9_%D1%81%D0%B8%D0%BD%D0%B0%D0%BF%D1%81

85. Электронный ресурс]. – Режим доступа:

<http://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A1%D0%BF%D0%B8%D0%BD>

86. Bertalanffy L. von, Hempel C.G., Jonas R.E.H. General System Theory: A New Approach to Unity of Science. // Human Biology. Vol.23. 1951. P.302–361

87. Малинецкий Г.Г. Прогноз и моделирование кризисов и мировой динамики / Ред. А. А. Акаев, А. В. Коротаев, Г. Г. Малинецкий. М.: ЛКИ/URSS, 2012. 352 с.

88. Хасанов О.: Томский политехнический университет //

<http://www.youtube.com/watch?v=VDJA93OSXrI> Загружено – 29 ноября 2011

89. ТУСУР: Ролик к томскому инновационному форуму. Нанозлектроника [Электронный ресурс] /. <http://www.youtube.com/watch?v=J-Ov3UtLsMo>

Загружено – 25 мая 2010

90. Кудря В.Г. Модель электромагнитных помех УВЧ-усилителя мощности.

Програма обчислення амплітуди та фази переносника в залежності від часу в межах періоду гармонійного модулюючого первинного коливання за класичними методами: Пуанкаре — Ляпунова, Ван-дер-Поля Вентцеля, Крамерса, Бриллюена (ВКБ), (1.61)

Початкові дані:

Добротність контура:

$$Q := 10$$

Відносне максимальне відхилення (індекс ємності) варикапа:

$$qm := 0.1$$

Відносне відхилення між резонансною частотою контура та частотою переносника, що фіксує вибір робочої точки:

$$v = 0$$

Відносна частота переносника:

$$M := 0.1$$

За умови $M=0$ напруга первинного сигналу постійна у часі величина.

Решта змінних формули

$$P_{max} := 10$$

$$N_{max} := 10$$

$$m_{max} := \epsilon$$

Створюємо підпрограму обчислення функцій Туркіна (наступна за формулою (1.58))

$$T(m, q, a, b) \equiv \sum_{n=-5}^5 \left(J_n(n, q) J_{n-m}(n-m, q) \cdot \frac{1}{n + b - i \cdot a} \right)$$

Перед зверненням до обчислення визначимо усі параметри, що стосуються звернення до цієї функції при її використанні

$$q := \frac{qm \cdot (1 + v)}{2 \cdot M}$$

$$a := \frac{1}{2 \cdot M \cdot Q}$$

Задаємо часовий інтервал зміни первинного гармонійного сигналу в радіанах

$$\tau := 0, 0.1\pi \dots 8$$

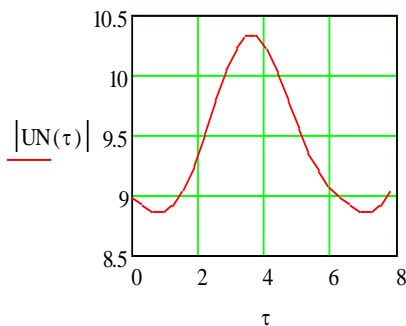
та обчислюємо допоміжні вирази

$$S(\tau) := \frac{1 + \frac{qm \cdot \cos(\tau)}{4}}{i \cdot 2 \cdot M \cdot (1 + \nu)} \cdot \exp(a \cdot qm \cdot \sin(\tau) - 0.5 \cdot qm \cdot \cos(\tau)),$$

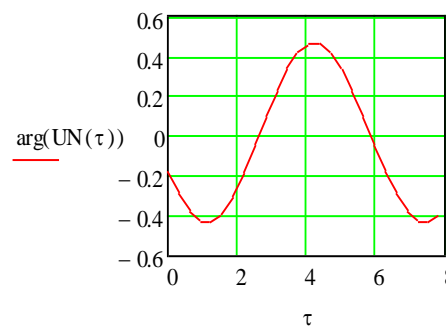
що дозволяє обчислити зміну відносної амплітуди та фази ФМ коливання

$$UN(\tau) := S(\tau) \cdot \sum_{P=-P_{\max}}^{P_{\max}} \sum_{N=-N_{\max}}^{N_{\max}} \sum_{m=-m_{\max}}^{m_{\max}} \left[(i)^P \cdot \ln(P, a \cdot qm) \cdot \ln\left(N, \frac{qm}{2}\right) \cdot \exp[i(N + P + m) \cdot \tau] \cdot \right. \\ \left. \left[T\left(m, q, a, -\frac{\nu}{M + N + P}\right) - T\left(m, q, a, \frac{\nu + 2}{M + N + P}\right) - \frac{3 \cdot qm}{8} \cdot \left[\exp(-i \cdot \tau) \cdot \left(T\left(m, q, a, -\frac{\nu}{M - 1 + N + P}\right) - \right. \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. T\left(m, q, a, \frac{\nu + 2}{M + 1 + N + P}\right) \right) \right] + \exp(i \cdot \tau) \cdot \left(T\left(m, q, a, -\frac{\nu}{M + 1 + N + P}\right) - T\left(m, q, a, \frac{\nu + 2}{M - 1 + N + P}\right) \right) \right] \right]$$

Результати обчислення мають вигляд



Динамічна залежність амплітуди ФМ коливання



Динамічна залежність фази ФМ коливання

Програма обчислення амплітуди та фази переносника в залежності від частотних характеристик модулюючого контура за методом В.Г. Кудрі

Початкові дані:

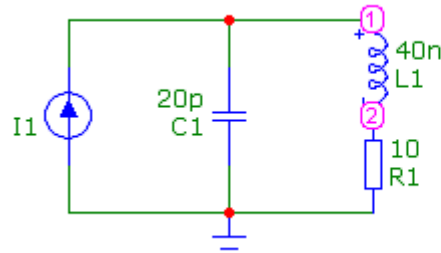


Рис. Б1 – Електрична схема

Параметри компонентів

$$I1 = \exp(j0)A; \quad G = 1 \text{ nCm}; \quad f = 173, \text{ MGz.}$$

$$Z_L = j\omega L; \quad L = 40 \text{ nH}; \quad R = 10 \text{ Ohm}; \quad Z_C = (j\omega C)^{-1}; \quad C = 20 \text{ pF}.$$

$$\begin{aligned} R &:= 10 \\ f &:= 10^6 \cdot 173.5 \\ L &:= 40 \cdot 10^{-9} \\ C &:= 20 \cdot 10^{-12} \\ J1 &:= \exp(j \cdot 0) \\ G &= 1 \times 10^{-9} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 B1 &:= \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} & B2 := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\
 A12 &:= \frac{J}{G} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} & A13 := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\
 A23 &:= \frac{J}{G} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} & A24 := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\
 A31 &:= A12 & A32 &:= A13 & A33 &:= -A12 & A34 &:= A13 \\
 & & & & & & & & B4 := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

$$A41 := A13$$

$$A42 := A12$$

$$A43 := A13$$

$$A44 := -A12$$

$$A14 := A13$$

$$AS2 := \text{stack}(A12, A22, A32, A42)$$

$$\begin{aligned}
 A21 &:= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} & AS3 &:= \text{stack}(A13, A23, A33, A43) & AS4 &:= \text{stack}(A14, A24, A34, A44) & A22 &:= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\
 B &:= \text{stack}(B1, B2, B3, B4)
 \end{aligned}$$

Утворимо підпрограму типу "функція" , як коефіцієнт перетворення вхідного струму у вихідну напругу $K(j\omega)=U(C1) / I(I1)$. Модуль $K(\omega)=|K(j\omega)|$ та аргумент (фаза) $\varphi(\omega)=\arg(K(j\omega))$ є частотозалежними величинами $\omega=2 \pi f$, що будуть обчислюватись цією функцією. Ім'я функції Kf, а формальні параметри: межі діапазону частот fmax, fmin; n - кількість частотних відрізків в межах заданого діапазону частот.. В результаті отримуємо коефіцієнт передачі, що обчислюється за правилами створення програмних фрагментів в середовищі MathCad.

```

Kf (fmax ,fmin ,n) := for k ∈ 1.. n
    df ←  $\frac{(fmax - fmin)}{n}$ 
    f ← fmin + df · (k - 1)
    ω ← 2 · π · f
    ZL ← i · ω · L
    ZC ←  $(i · ω · C)^{-1}$ 
    A11 ←  $\begin{pmatrix} ZL & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & ZL & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & ZC & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & ZC & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G^{-1} \end{pmatrix}$ 
    AS1 ← stack(A11,A21,A31,A41)
    A ← augment (AS1,AS2,AS3,AS4)
    X ← lsolve(A,B)
    Kk ←  $\frac{X_{14}}{X_7}$ 
return K

```

$$fmax := 500 \cdot 10^6$$

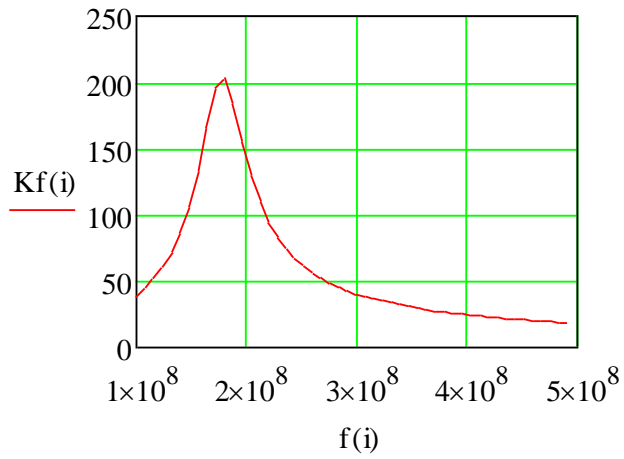
$$fmin := 100 \cdot 10^6$$

$$n := 50$$

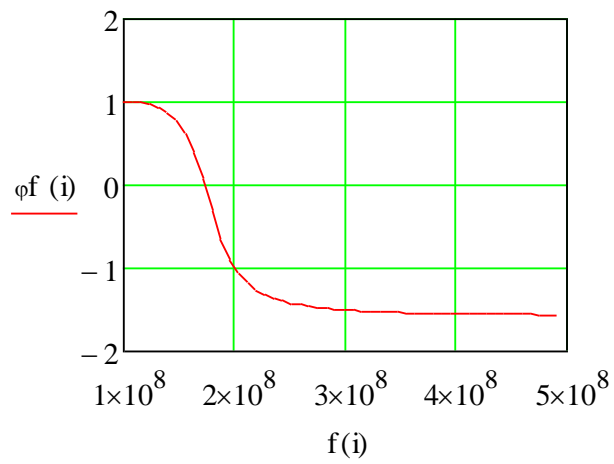
$$K_f := \text{mag}(Kf(fmax, fmin, n)) \quad \varphi_f := \text{arg}(Kf(fmax, fmin, n))$$

$$i := 1, 2.. n \quad \underline{Kf}(i) := K_f_i \quad \varphi_f(i) := \varphi_f_i$$

$$f(i) := fmin + \frac{fmax - fmin}{n} \cdot (i - 1)$$



а



б

Рис. Б2 – Частотні характеристики контура ФМ: АЧХ– а; ФЧХ – б.

