

ТЕХНІКА ТА ПРИСТРОЇ НВЧ ДІАПАЗОНУ. АНТЕННА ТЕХНІКА

УДК 548:621.372

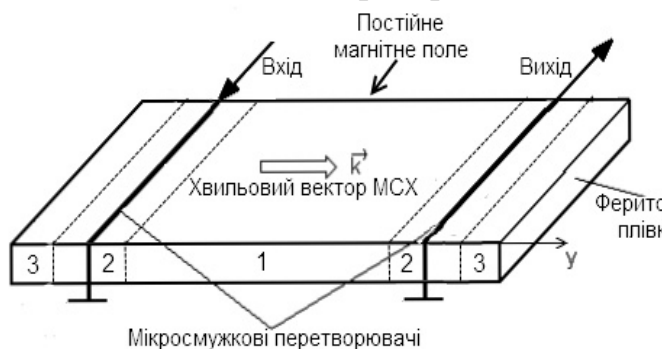
МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЛІНІЇ ЗАТРИМКИ НА ОСНОВІ МАГНІТОСТАТИЧНИХ ХВИЛЬ

*Кудінов Є.В., к.т.н., ст. наук. співробітник
Національний технічний університет України
"Київський політехнічний інститут", м. Київ, Україна*

Створення пристроїв НВЧ на основі використання магнітостатичних хвиль (МСХ) у намагнічених епітаксіальних феритових плівках (ЕФП) залізо-ітрієвого гранату розглядається як перспективний напрямок магнітоелектроніки, [1 – 3]. При цьому важливим етапом при аналізі і синтезі МСХ-пристроїв НВЧ є побудова математичної моделі, що визначає велике практичне значення розробки моделей, адекватних поставленим завданням. Такими завданнями можуть бути вибір конструктивних параметрів пристрою, параметрична оптимізація, моделювання на комп'ютері роботи пристрою, визначення допусків на конструктивні параметри та параметри матеріалів і т.д.

Побудова математичної моделі щораз представляє самостійне творче завдання, що вимагає не стільки формального, скільки евристичного підходу. І в цьому зв'язку не можна вважати якийсь один метод або принцип побудови моделі прийнятним у всіх випадках. Але є підстави стверджувати, що для побудови математичної моделі МСХ-пристрою в багатьох випадках доцільне використання принципу декомпозиції.

При моделюванні МСХ-пристроїв застосовна реалізація принципу декомпозиції, прийнята при побудові моделей



при побудові моделей електродинамічних об'єктів [4,5]. Пристрій представляється умовно розділеним на автономні блоки, наприклад так, як показано на рис. 1, де схематично зображена лінія затримки (ЛЗ). Пунктирними лініями показані перерізи, що розді-

ляють автономні блоки.

У такий спосіб виконується декомпозиція пристрою. Кожному автономному блоку ставиться у відповідність математичний об'єкт або оператор, що є дескриптором автономного блоку. Як дескриптори можна використати хвильові матриці – розсіювання і передачі. Дескриптори знаходять як результат розв'язку відповідної задачі або вимірюють. Автономні блоки вважають з'єднаними за допомогою багатомодових, в загальному випадку, хвильових каналів. Лінії передачі, що підводять електромагнітний сигнал до входів пристрою (та відводять сигнал від пристрою) – це також хвильові канали. Поділяючи автономні блоки перерізи варто розглядати як перерізи хвильових каналів, хоча зрозуміло, що в цьому випадку виділення хвильового каналу є формальним і можна говорити про віртуальний хвильовий канал нульової довжини [4]. Коли дескриптори автономних блоків знайдені, виконується зворотна операція, операція рекомпозиції, тобто об'єднання автономних блоків у пристрій і знаходження дескриптора пристрою в цілому по дескрипторах автономних блоків. Якщо дескриптори – хвильові матриці, то дескриптор пристрою знаходять із використанням звичайних алгоритмів об'єднання матриць. Для лінійного пасивного пристрою визначенням його дескриптора, як правило, закінчують побудову математичної моделі.

Постановка задачі

Із викладеного вище зрозуміло, що ключовою проблемою розробки математичних моделей МСХ-пристроїв є побудова дескрипторів автономних блоків переважно у вигляді матриць розсіювання. Поставлено задачу теоретично розрахувати елементи матриць розсіювання автономних блоків з використанням методів електродинаміки.

Визначення матриць розсіювання автономних блоків

До автономних блоків ЛЗ на МСХ відносяться наступні:

- регулярна область поширення МСХ в епітаксильній феритовій плівці (регулярна хвилеспрямовуюча структура);
- мікрострічковий перетворювач;
- відбиваючий край ЕФП.

Маючи матриці розсіювання цих автономних блоків, можна методом рекомпозиції одержати матрицю розсіювання ЛЗ.

Регулярна хвилеспрямовуюча структура ЕФП. Матриця розсіювання регулярного плівкового хвилеводу МСХ довжиною L має такий вигляд:

$$S^F = \begin{pmatrix} 0 & \exp(-k_-''L) \exp(-ik_- 'L) \\ \exp(-k_+''L) \exp(-ik_+ 'L) & 0 \end{pmatrix},$$

де $k_{\pm} = k'_{\pm} - ik''_{\pm}$ – комплексне хвильове число МСХ. Знак "+" відповідає напрямку поширення хвилі від входу 1 хвилеводу до входу 2, а знак "-" – у зворотному напрямку поширення.

Для обчислення частотної залежності необхідно знати закон дисперсії. Найбільш загальний вид дисперсійного рівняння для всіх типів МСХ у багатоплощинній структурі метал-діелектрик-ферит-діелектрик-метал наведено в [6]. Розв'язати це рівняння відносно k при заданій круговій частоті досить важко, оскільки у випадку урахування втрат воно приводить до системи двох трансцендентних рівнянь. Однак, для більш простих структур завдання визначення закону дисперсії значно спрощується.

Розглянемо ізольовану феритову плівку й три основних типи хвиль.

Поверхневі магнітостатичні хвилі (ПМСХ). Рівняння для визначення дисперсійного співвідношення при цьому має вигляд:

$$Ae^{-kS} - Be^{-kS} = 0 ,$$

У практично важливому випадку поширення ПМСХ нормально до внутрішнього поля H_i співвідношення виражається через ω аналітично:

$$kS = 0.5 \ln \frac{(4\pi M_0)^2}{(4\pi M_0)^2 - 4[(\omega/\gamma)^2 - H_i(H_i + 4\pi M_0)]}$$

S – товщина ЕФП, $4\pi M_0$ – намагніченість насичення ЕФП, γ – гіромагнітне відношення: $\gamma = 1,76 \cdot 10^{11}$ к/кг

Підкреслимо, що в загальному випадку ПМСХ невзаємні, тобто $k_+ \neq k_-$, отже, $S_{12}^F \neq S_{21}^F$. Однак, для ізольованого феритового шару й поширення нормально до H_i дисперсія ПМСХ не залежить від напрямку поширення й, таким чином, $k_+ = k_-$ і $S_{12}^F = S_{21}^F$.

Ситуація у випадку ЕФП відрізняється від феритового шару або пластини тим, що в області границі плівка-підкладка завжди існує перехідний шар, фізичні параметри якого істотно неоднорідні й відрізняються від параметрів іншої досить однорідної частини феритової плівки. Оскільки максимуми амплітуди ПМСХ, що поширюються в різних напрямках, зосереджені на протилежних поверхнях плівки, існування перехідного шару приводить до невзаємності ПМСХ навіть у випадку поширення нормально до H_i . Експериментальні дані вказують, що в більшості випадків істотно невзаємним виявляється загасання, причому для хвилі "притиснутої" до перехідного шару воно значно більше. Виходячи з цього, можна записати наступні співвідношення:

$$k_- \cong k_+ = k' , \quad k_-'' = \eta(k')k_+'' .$$

Коефіцієнт $\eta(k')$ повинен бути визначений експериментально для кожної плівки. Для малих значень k' цей коефіцієнт близький до 1 і збільшується експоненціально з ростом k' .

Зворотні об'ємні магнітостатичні хвилі (ЗОМСХ) Дисперсійне співвідношення для ЗОМСХ у випадку поширення уздовж внутрішнього поля має вигляд:

$$kS = 2\sqrt{-\mu}(\operatorname{arctg}\sqrt{-\mu} + n\pi), \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

$$\mu = 1 - \frac{\gamma\omega_0 4\pi M_0}{\omega^2 - \omega_0^2}; \quad \text{де } \omega_0 = \gamma H_i$$

Многомодовість ЗОМСХ приводить до клітинної структури матриці розсіювання, однак на практиці, як правило, досить урахувувати збудження й поширення основної моди з $n = 0$.

Прямі об'ємні магнітостатичні хвилі (ПОМСХ). На відміну від ПМСХ й ЗОМСХ, що поширюються у дотично намагніченій ЕФП, ПОМСХ збуджуються й поширюються в плівці при її намагнічуванні близькому до нормального. При намагнічуванні перпендикулярно площини поверхні ЕФП дисперсійне співвідношення для ПОМСХ має вигляд

$$kS = \frac{2}{\sqrt{-\mu}}(\operatorname{arctg}\frac{1}{\sqrt{-\mu}} + n\pi), \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Варто пам'ятати, що внутрішнє поле H_i в цьому випадку виражається сумою зовнішнього поля підмагнічування H_0 і поля розмагнічування, що дорівнює $-4\pi M_0$; $H_i = H_0 - 4\pi M_0$. Як і у випадку ЗОМСХ, цілком достатньо обмежуватися розглядом основної ($n = 0$) моди ПОМСХ.

Для урахування хвильовідного характеру поширення МСХ, що виникає у вузьких ЕФП, необхідно використати граничні умови на торцях плівки. Гарним наближенням є граничні умови типу "магнітна стінка" [13]. Їхнє використання приводить до "квантування" поперечної компоненти хвильового числа МСХ. Наприклад, у випадку ПМСХ хвильове число $k = \sqrt{k_y^2 + k_z^2}$, де $k_z = m\pi / b$, b - ширина ЕФП. Дисперсійне співвідношення наведене без урахування анізотропії ЕФП. На відміну від ПМСХ об'ємні типи хвиль характеризуються взаємністю дисперсії й загасання стосовно напрямку поширення.

Одноелементний мікροстрічковий перетворювач. Одноелементний

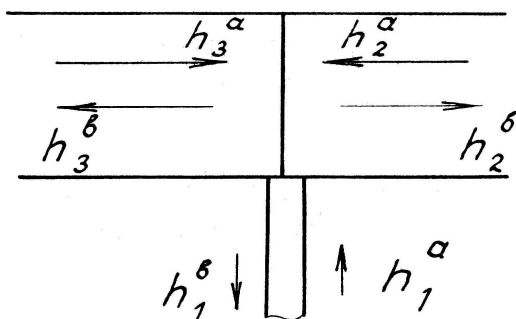


Рис. 2 Одноелементний мікροстрічковий перетворювач

мікροстрічковий перетворювач МСХ (рис. 2) являє собою шести-полосник, матриця розсіювання якого $(S_n) = |S_{ij}^n|$ має розмірність (3×3) . Комплексні компоненти S_{ij}^n виражаються співвідношенням

$$S_{ij}^n = h_i^b / h_j^a$$

через нормовані амплітуди прямих і зворотних хвиль, які визначаються в результаті побудови фізичної

моделі перетворювача. Найбільш повна самоузгоджена теорія перетворення й взаємодії МСХ із одноелементним мікродіафрагмовим перетворювачем розвинена в [7,8].

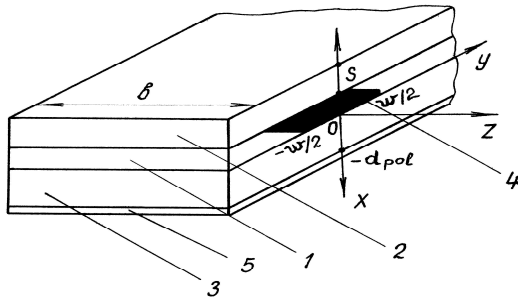


Рис. 3 Геометрія досліджуваної структури

На рис. 3 зображена геометрія досліджуваної структури: ЕФП (1), що вирощена на галій-гадолиневої підкладці (2), є лежачою на полікоровій підкладці (3), де методом фотолітографії сформована мікродіафрагмова лінія (МСЛ), відповідно (4) – металева стрічка, (5) – шар металізації.

При побудові самоузгодженої теорії збудження і прийому МСХ прийняті такі основні наближен-

ня:

- хвилі поширюються уздовж координати y , нормально до осі мікродіафрагмового перетворювача;
- функція Гріна отримана у наближенні необмеженої в площині yz ЕФП;
- для постійної поширення h електромагнітної хвилі в МСЛ виконується умова $hb \ll l$, при цьому відсутня залежності від z величини струму, що збуджує МСХ, й збуджених полів;
- наявність шару металу (5) урахується тільки при рішенні електростатичної задачі, а дисперсійні співвідношення МСХ отримані для наближення $d_{pol} \rightarrow \infty$, (d_{pol} – товщина полікорової підкладки).

Відзначимо, що взаємність об'ємних типів МСВ приводить до співвідношень $|S_{ij}^n| = |S_{ji}^n|$, $i \neq j$ для компонентів матриці розсіювання перетворювача. Крім того, у відсутності дисипації матриця розсіювання перетворювача повинна бути унітарною. Це значить, що $(S^n) \cdot (\hat{S}^n)_t = (I)$, де $(\hat{S}^n)_t$ матриця ермітово сполучена до матриці (S^n) , (I) – одинична матриця. Остання умова повинна виконуватись, зокрема, коли не враховуються втрати у фериті й МСЛ, а перетворювач на кінці має реактивне навантаження.

Поверхневі МСХ. Матриця розсіювання одноелементного мікродіафрагмового перетворювача ПМСХ має такий вигляд:

$$\hat{S}^n = \frac{1}{Z} \begin{pmatrix} Z_1 b + Z_{1d} - Z_0 & 2\sqrt{Z_0 R_1^-} b & -2\sqrt{Z_0 R_1^+} b \\ -2\sqrt{Z_0 R_1^+} b & 2\sqrt{R_1^+ R_1^-} b & Z - 2R_1^+ b \\ 2\sqrt{Z_0 R_1^-} b & Z - 2R_1^- b & 2\sqrt{R_1^+ R_1^-} b \end{pmatrix},$$

де $Z = Z_1 b + Z_{1d} - Z_0$; Z_0 - хвильовий опір мікродіафрагмової лінії, що підводить сигнал; Z_{1d} - комплексний опір навантаження на кінці $z = -b$ перетворювача; Z_1 - погонний імпеданс перетворювача, рівний $Z_1 = R_1 + i(X_1 + X_0)$

Тут $R_l = R_l^+ + R_l^-$ – погонний опір випромінювання, як сума опорів випромінювання для ПМСХ, випромінюваних відповідно в позитивному й негативному напрямках осі y , X_0 – погонна індуктивність перетворювача у відсутності збудження, X_l – погонна індуктивність перетворювача, що з'являється при збудженні МСХ і яка розраховується за допомогою перетворення Гільберта від R_l :

$$X_l(f) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{R_l(f')}{f' - f} df'.$$

Сам опір випромінювання (в Ом/м) визначається по формулах

$$R_l^+ = \begin{cases} \frac{\mu 4\pi^2 f |f(k)|^2}{kS[(1 + \mu_a)^2 - \mu^2]} e^{-2d_r k} (1 - e^{-2d_{pol} k}), 0 < kw \leq 0,45\pi; \\ \frac{\mu 4\pi^2 f J_0^2(k_1 w/2)}{k_1 S(\mu_a^2 - \mu^2)} e^{-2d_r k} (1 - e^{-2d_{pol} k}), kw \geq 0,45\pi; \end{cases}$$

$$R_l^- = \begin{cases} \frac{\mu 4\pi^2 f |f(-k)|^2}{kS[(1 - \mu_a)^2 - \mu^2]} e^{-2d_r k} (1 - e^{-2d_{pol} k}), 0 < kw < 0,45\pi; \\ R_l^+ \frac{k_1}{2k}, kw > 0,45\pi, \end{cases}$$

$$\mu_a = -j \frac{\gamma \omega_0 4\pi M_0}{\omega^2 - \omega_0^2};$$

де μ та μ_a – відповідно симетрична та несиметрична компоненти тензора магнітної проникливості, k_l – хвильове число ПМСХ, що поширюється уздовж металізованої поверхні феритової плівки; $J_0(k_1 w/2)$ – функція Бесселя нульового порядку; $f(k)$ – Фур'є-образ щільності струму $f(y)$, що збуджує МСХ.

Взагалі кажучи, поперечний розподіл щільності току повинен бути визначений в результаті рішення інтегрального рівняння Фредгольма, до якого приводить самоузгоджена задача збудження. Однак більш просто гарні результати можна отримати якщо використати розкладання щільності струму по поліномах Чебишева $T(y)$:

$$f(y) = \exp \left[i\beta \ln \frac{w/2 - y}{w/2 + y} \right] \cdot \frac{\Phi(y)}{\sqrt{(\omega/2)^2 - y^2}}, \quad \text{де}$$

$$\Phi(y) = \sum_{n=0}^{\infty} [A_{2n} T_{2n}(y) + iB_{2n+1} T_{2n+1}(y)],$$

$$\beta = \frac{1}{2\pi} \ln \frac{A(\mu + \mu_a)}{B(\mu + \mu_a)}.$$

У підсумку, для Фур'є-образу щільності струму $f(y)$, що збуджує, маємо

$$f(\pm k) = \frac{1}{\int_{-w/2}^{w/2} f(y) dy} \int_{-w/2}^{w/2} \frac{dy}{\sqrt{(w/2)^2 - y^2}} \cdot \left\{ \cos \left[\beta \ln \frac{w/2 - y}{w/2 + y} \mp ky \right] I_m \Phi(y) \right\}.$$

Слід зазначити, що подання щільності струму у вигляді розкладання по поліномах Чебишева досить зручно з погляду уточнення моделі й одержання збігу експериментальних і теоретичних даних шляхом правильного вибору коефіцієнтів розкладання.

Зворотні об'ємні МСХ. Матриця розсіювання одноелементного мікрострічкового перетворювача для основної моди ЗОМСХ має такий вигляд:

$$S^i = \frac{1}{Z_\Sigma} \begin{pmatrix} S_{11}^i & S_{12}^i & -S_{12}^i \\ -S_{12}^i & S_{22}^i & 1 - S_{22}^i \\ S_{12}^i & 1 - S_{22}^i & S_{22}^i \end{pmatrix},$$

де

$$\begin{aligned} S_{11}^i &= Z_{10} b + Z_{1d} - Z_0, \\ S_{12}^i &= \sqrt{2Z_0 R_{10}} b, S_{22}^i = R_{10} b, \\ Z_\Sigma &= Z_{10} b + Z_{1d} + Z_0. \end{aligned}$$

Погонний опір випромінювання основної моди ЗОМСХ обчислюється по формулі:

$$R_{10} = -\frac{8\pi^2 f \mu}{(1 - \mu) k_0 S} J_0^2 \left(\frac{k_0 w}{2} \right) e^{-2d_r k} (1 - e^{-2d_{pol} k}).$$

Як й у випадку ПМСВ $Z_{10} = R_{10} + i(X_{10} + X_0)$, де X_{10} визначається за допомогою перетворення Гільберта від R_{10} .

Прямі об'ємні МСХ. Матриця розсіювання перетворювача для основної моди ПОМСХ така ж як для ЗОМСХ, тобто зберігає вид (S^i) Єдина відмінність полягає у вираженні для погонного опору R_{10} , що обчислюється по формулі:

$$R_{10} = \frac{8\pi^2 f}{(1 - \mu) k_0 S} J_0^2 \left(\frac{k_0 w}{2} \right) e^{-2d_r k} (1 - e^{-2d_{pol} k}).$$

Строго кажучи, матриця розсіювання (S^i) не є унітарною навіть при реактивному навантаженні Z_{1d} . Однак, якщо ширина w мікрострічкового перетворювача помітно більше товщини ЕФП (що, як правило, має місце на практиці), вищі моди збуджуються не ефективно. При цьому погонний

опір випромінювання близький до погонного опору випромінювання основної моди й матрицю розсіювання (S^l) приблизно можна вважати унітарною.

Пласкопаралельний край феритової плівки. Він являє собою двополюсник, матриця розсіювання (S^r) якого містить єдиний елемент: $S^r = (S^r)$. Введемо амплітудний коефіцієнт відбиття МСХ від краю ЕФП $r = |r| \exp(i\varphi_r)$. Тоді:

$$S^r = |r| e^{i\varphi_r} e^{-(k_+'' + k_-'')l} e^{-i(k_+' + k_-')l},$$

де l – відстань від краю плівки до перерізу ЕФП, що є вхідним хвильовим каналом автономного блоку. Підкреслимо, що в силу інваріантності S^r щодо заміни $k_+ \rightarrow k_-$ матриця розсіювання не залежить від того, з якої сторони падає хвиля.

Знайти строге рішення задачі про відбиття МСХ від краю ЕФП і визначення $|r|$ й φ важко. Однак, як показують проведені експерименти, у випадку якісного виготовлення краю плівки шляхом шліфування або хімічного травлення, для всіх типів хвиль $|r| > 0.93$ и $\varphi_r \approx \pi$.

Визначення матриці розсіювання лінії затримки

Отримані матриці розсіювання автономних блоків ЛЗ на МСХ мають бути використані для вирішення задачі рекомпозиції, тобто об'єднання цих дескрипторів автономних блоків для побудови математичної моделі ЛЗ у вигляді S-матриці. Відомі різні алгоритми об'єднання S-матриць каскадно з'єднаних автономних блоків для отримання S-матриці пристрою в цілому, наприклад такий, як викладений в монографії [9]. При цьому варто відмітити, що далеко не завжди доцільно виконувати об'єднання відразу всіх автономних блоків пристрою, блоки можна поєднувати групами, у кілька прийомів. Але це вже має відношення до завдання раціональної організації обчислень. Що ж стосується ключової проблеми побудови математичної моделі МСХ-пристрою, такого як лінія затримки, це, безсумнівно, проблема визначення дескрипторів автономних блоків.

Висновки

Серед причин, які дозволяють вважати декомпозиційний принцип побудови математичних моделей МСХ-пристроїв доцільним і продуктивним, відзначимо наступні.

Постановка й рішення ряду завдань для знаходження дескрипторів автономних блоків виконуються більш просто, ніж пряма побудова досить повної і точної математичної моделі пристрою в цілому, а в багатьох випадках тільки декомпозиційний підхід дозволяє досягти поставленої мети. При цьому істотно, що для знаходження дескрипторів різних автономних блоків можна застосувати різні методи залежно від конкретного завдання.

При розбивці пристрою на автономні блоки природним є виділяти як

такі блоки "базових" елементів, а їх, стосовно до МСХ-пристроїв, не так багато. Отже, маючи набір дескрипторів деяких "базових" елементів, можна будувати моделі різноманітних пристроїв.

Безсумнівно те, що декомпозиційний принцип припускає побудову моделей у формі, зручної для застосування комп'ютера як при створенні моделей, так і при їхньому використанні для аналізу роботи пристроїв, комп'ютерного проектування, оптимізації й т.д.

Тому що декомпозиційний принцип покладений в основу розроблених систем комп'ютерного проектування пристроїв НВЧ розвинене програмне забезпечення цих систем може бути застосоване при побудові моделей МСХ-пристроїв.

Література

1. М.Г. Балинский, Е.В. Кудинов, С.Н. Куц, А.В. Старунский. Устройства на магнитостатических волнах и методы их расчета. Аналитический обзор // ЦНИИ "Румб", Ленинград, 67 с, 1991.
2. Є.В. Кудінов, Н.С. Юрчак Конвольвер на магнітостатичних хвилях в епітаксіальній феритовій плівці – Наукові вісті НТУУ "КПІ", , №1, с 21 – 26, 2005
3. Кудинов Е.В. Разработка математических моделей и алгоритмов для анализа, проектирования и оптимизации МСВ-генераторов и их элементов. Труды мониторингового семинара по программе INTAS, изд. INTEM LTD, стр. 39-42, Киев, 2001
4. Никольский В. В., Никольская Т. И. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики.– М.: Наука, 1983.
5. Кудинов Е.В., Берегов А.С. Использование принципа декомпозиции при построении математических моделей спин-волновых устройств//Изв. вузов. Физика, № 11, с. 106-124. 1988,
6. E. Kudinov, M. Balinsky, Y. Sulema, "Designing of SHF Generators Based on Magnetostatic Waves in the Epitaxial Ferrite Films", Proceedings of the 7 International Conference CADSM'2003 "The Experience of Designing And Application of CAD Systems in Microelectronics". Slavske, Ukraine, 18-22 February, 2003.
7. Бабичев Р.К., Бабичева Г.В., Иванов В.Н., Эквивалентные схемы преобразователей МСВ//Радиотехника и электроника М., vol. 40, №11, с.1720 - 1724, 1995.
8. G. Bartolucci, R. Marcelli, A Generalized Lumped Element Modeling of Magnetostatic Wave Resonators//Journal of Applied Physics, Vol.87, № 8, 2000
9. Машковцев Б.М., Цибизов К.Н., Емелин Б.Ф. Теория волноводов. – М–Л. Наука, 1966

Кудінов Є.В. Математична модель лінії затримки на основі магнітостатичних хвиль. На прикладі лінії затримки показана можливість застосування принципу декомпозиції для побудови математичних моделей мікрохвильових пристроїв на основі використання магнітостатичних хвиль (МСХ) у намагнічених епітаксіальних феритових плівках, що дозволяє на єдиній методичній основі і з найменшими затратами на експериментальне відпрацювання розробляти МСХ-пристрої різного функціонального призначення,

Ключові слова: мікрохвильові пристрої, магнітостатичні хвилі, лінії затримки.

Кудинов Е.В. Математическая модель линии задержки на основе магнитостатических волн. На примере линии задержки показана возможность применения прин-

ципа декомпозиції для побудови математических моделей мікрохвильових пристроїв на основі використання магнітостатических хвиль (МСВ) в намагніченних епітаксіальних феритових плівках, що дозволяє на єдиной методической основі и с найменшими затратами на експериментальную обробку розроблять МСВ-пристрої різного функціонального призначення,

Ключевые слова: мікрохвильові пристрої, магнітостатическі хвилі, лінії затримки

Kudinov, E.V Mathematical model of delay lines based on magnetostatic waves. On the example of the delay line have demonstrated the possibility of applying the principle of decomposition to construct mathematical models of microwave devices using magnetostatic waves (MSW) in a magnetized epitaxial ferrite films, which allows for a unified methodological basis and the lowest cost to the experimental optimization design of MSW devices for various applications,

Key words: microwave devices, magnetostatic wave, delay line