

Порван Андрей Павлович, канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри радіоелектронних і біомедицинських комп'ютеризованих засобів і технологій (502) Національного аерокосмічного університету ім. Н. Е. Жуковського «ХАІ». Адрес: Україна, 61070, г. Харьков, ул. Чкалова, 17. E-mail: andreiporvan@gmail.com, тел.: +38 066-294-06-70.

Трубицин Алексей Алексеевич, аспірант кафедри біомедицинської інженерії Харківського національного університету радіоелектроніки. Адрес: Україна, 61166, г. Харьков, пр. Науки, 14. E-mail: altr287@gmail.com, тел.: +38 097-949-42-87.

Довнар Александр Иосифович, канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри радіоелектронних і біомедицинських комп'ютеризованих засобів і технологій (502) Національного аерокосмічного університету ім. Н. Е. Жуковського «ХАІ». Адрес: Україна, 61070, г. Харьков, ул. Чкалова, 17. E-mail: dov-alexandr@uandex.ru, тел.: +38 067-575-75-16.

УДК 004:681.2.08

DOI: 10.30837/0135-1710.2019.176.016

О.І. МИХАЛЬОВ, А.Ю. ЗИМОГЛЯД, А.І. ГУДА

МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ТОПОЛОГІЇ BUCK ДЛЯ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ НАГРІВАЧЕМ У ВАКУУМІ

Для проведення досліджень в області створення функціональних покриттів була потрібна математична модель перетворювача Buck. Без правильної моделі практично неможливо побудувати систему управління для термічного випаровування металу у вакуумі.

1. Вступ

Роботи зі створення функціональних покриттів в вакуумі для керування швидкістю випаровування, а так само й для відтворюваності експериментів вимагають можливості керування потужністю випаровувача [1,2]. Слід зауважити, що поведінка електричного опору нагрівача вкрай нелінійна [3], що визвано одразу багатьма факторами. До цих факторів належать: зміна опору від окислення, зміна опору внаслідок дії Джоулевого тепла, зміна фазового стану нагрівача, хімічна взаємодія з металом, що випаровується, фазовий перехід та подальше випаровування металу, що знаходиться на самому випаровувачі.

На виробництві використовують нагрівачі з доволі товстого металу (1-3 мм), завдяки чому при керуванні характерний час встановлення потужності збільшується. Проте це викликає додаткові складності в живленні такого нагрівача, оскільки для нього потрібні токи 100-400 А [3, 4]. В лабораторних умовах, для дослідів використовуються нагрівачі товщиною не більше 0.1 мм [4, 5]. Через їх меншу теплову інертність характерний час встановлення менший, що ускладнює систему керування потужністю.

Багато сучасних систем живлення мають в своїй основі перетворювачі топології Buck, які є одними з найбільш придатних для використання з метою отримання контрольованого джерела живлення з меншою напругою та більшим струмом, ніж базове джерело живлення [5-7]. На теперішній час існують різні моделі таких систем [6, 8, 9]. Але ці моделі не у повному обсязі відображають нелінійні ефекти та переходи проміж режимами роботи нагрівача.

2. Постановка задачі дослідження

Виходячи зі сказаного вище, головною метою дослідження є створення моделі перетворювача топології Buck, який може бути використано для управління потужністю термічного нагрівача в вакуумі. Модель повинна бути придатною для використання у системі управління потужністю на основі мікроконтролеру. Тому для досягнення мети дослідження пропонується вирішити такі задачі:

- розробка моделі перетворювача топології Buck;
- розробка спрощеної моделі перетворювача;
- моделювання квазістаціонарного стану перетворювача;
- експериментальна перевірка результатів моделювання та розробка на її підставі апаратно-програмної системи управління.

3. Розробка моделі перетворювача топології Buck

Використання сучасних компонентів, у порівнянні з класичним підходом на основі використання низькочастотного трансформатора [9], дозволяють досягти більшого значення коефіцієнта перетворення енергії, менших маси та розміру. Однак цей перетворювач має менш очевидні характеристики, особливо в ситуаціях, коли необхідний великий діапазон вихідної напруги, точність вихідної напруги або швидка реакція на вихідне навантаження. Деякі з цих вимог можуть бути виконані за допомогою правильно сконструйованого зворотного зв'язку, але, в свою чергу, ця конструкція вимагає адекватної моделі самого конвертера.

Одна з можливих спрощених схемних реалізацій наведена на рис. 1, де V_{cc} - вхідна напруга живлення; V_2 - вихідна напруга; R_h - опір навантаження на виході перетворювача; L - котушка індуктивності, яка грає ключову роль у перетворювачі; C_2 - вихідна фільтруюча ємність. Конденсатор C_1 часто не є відокремленим елементом схеми. Він може бути представлений внутрішньою ємністю діода та/або в складі демпферного ланцюга снаббера. Без нього правильне моделювання практично неможливе, оскільки, якщо обидва перемикача на-

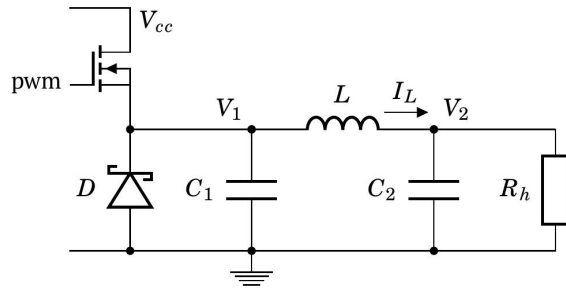


Рис. 1. Перетворювач топології Buck з діодом Шоттки у нижній частині напівмосту

півмосту закриті, то неможливо коректно визначити V_1 - напругу на лівому виводі індуктивності.

Важливими елементами схеми є два «перемикачі», які проводять перемикання струму для індуктивного елемента L . Верхня частина може бути представлена MOSFET (Польовий транзистор, зроблений по MOS-технології), як показано на рис. 1, транзисторами ВJT або IGBT. Ця частина керується джерелом сигналу ШІМ (широтно-імпульсна модуляція). Нижня частина може бути представлена іншим транзистором, з власним керуючим сигналом або за допомогою пасивного перемикаючого елемента, такого як діод Шоттки. Схеми з двома транзисторами можуть дати вищий коефіцієнт перетворення, але вимагають більш складного управління, особливо якщо необхідний широкий діапазон напруги виходу. Відносно більше падіння напруги на діоді Шоттки призводить до зменшення коефіцієнту перетворення енергії, але не вимагає додаткового контролю. У схемах з діодом перетворювач може працювати в різних режимах.

Частота ШІМ f_{pwm} визначає повний період контролю T_0 , тоді як період часу T_1 , протягом якого верхній перемикач відкритий, визначає робочий цикл γ :

$$T_0 = \frac{1}{f_{pwm}}, \quad \gamma = \frac{T_1}{T_0}, \quad \gamma \in [0,1). \quad (1)$$

При створенні моделі, для першого наближення припускаємо, що більша частина елементів є ідеальною, тобто $V_{cc} = \text{const}$, $L = \text{const}$. MOSFET в закритому стані характеризується практично нескінченним опором, у відкритому стані еквівалентний невеликому звичайному резистору, а перемикання відбувається миттєво. У таких припущеннях динаміка моделі визначається наступною системою рівнянь:

$$\begin{cases} C_1 \dot{V}_1(t) = \frac{\text{pwm}(t)(V_{cc} - V_1(t))}{R_{ch}} + I_d(V_1) - I_L(t), \\ L \dot{I}_L(t) = V_2(t) - V_1(t), \\ C_2 \dot{V}_2(t) = I_L(t) - \frac{V_2(t)}{R_h(t)}, \\ I_d(V) = I_s \left(\exp\left(\frac{V_1(t)}{N_d V_t}\right) - 1 \right). \end{cases} \quad (2)$$

У (2) $pwm(t)$ - ШІМ сигнал (0 або 1); R_{ch} - опір каналу MOSFET у відкритому стані; $I_d(V_1)$ - струм через діод Шоттки; R_h - опір навантаження (нагрівача для випаровування металу в вакуумі) та дротів; I_s, N_d, V_t - параметри діода Шоттки. Інші значення наведені на рис. 1.

Незважаючи на простоту системи (2), отримання її чисельних рішень в реальних умовах викликає певні труднощі. Зокрема, для рівнянь системи використовуються різні часові масштаби [7]. Типове значення R_h - 10 мОм, $C_1 \approx 10^{-10} \text{ F} \dots 10^{-8} \text{ F}$. Отже, необхідний часовий крок у числовому розрахунку може бути меншим, ніж 10^{-12} s . З іншого боку, значення C_2 часто набагато більше, і необхідний повний час моделювання може досягти $10^{-2} \dots 10^2 \text{ s}$. Це призводить до дійсно величезної кількості кроків моделювання, а також до великого обсягу виділеної пам'яті, якщо нам потрібна повна історія процесу. Для визначення можливих методів зменшення кількості розрахунків проведено ряд чисельних моделювань деяких типових випадків.

Значення компонентів схеми обирали для реального обладнання, яке використовувалося в процесі вакуумного термічного випаровування [1, 5]. Тому $V_{cc} = 12 \text{ V}$, $f_{pwm} = 100 \text{ kHz}$, $C_1 = 10 \text{ nF}$, $C_2 = 6600 \mu\text{F}$, $L = 10^{-5} \text{ H}$, $I_s = 2.42 \cdot 10^{-5} \text{ A}$, $N_d = 1.78$, $\gamma \in [0.02; 0.7]$, $R_h \in [0.1; 10] \Omega$.

Використовуючи ці параметри, можна скласти множину безрозмірних значень. Найбільш цінні з них базуються на співвідношенні часових виразів з періодом ШІМ. Отже, визначаємо:

$$\beta_{LRh} = \frac{L}{R_h T_0}, \beta_{C1Rch} = \frac{C_1 R_{ch}}{T_0}, \beta_{C2Rh} = \frac{C_2 R_h}{T_0}, \beta_{C1L} = \frac{\sqrt{C_1 L}}{T_0}, \beta_{C2L} = \frac{\sqrt{C_2 L}}{T_0}. \quad (3)$$

В описаних вище умовах отримуємо: $\beta_{LRh} \in [0.1 \dots 10]$, $\beta_{C1Rch} = 10^{-5}$, $\beta_{C2Rh} \in [66 \dots 6.6 \cdot 10^3]$, $\beta_{C1L} \approx 3.16 \cdot 10^{-2}$, $\beta_{C2L} \approx 26$.

Надзвичайно низьке значення β_{C1Rch} підкреслює той факт, що процеси зарядки і розрядки C_1 можуть бути знехтувані при моделюванні. У цьому випадку необхідно надати правильне визначення $V_1(t)$. Значення β_{C1L} , β_{C2L} не мають видимого представлення в цій схемі, оскільки колювання не є передбачуваним режимом роботи.

Використовуючи даний діапазон R_h , отримуємо значення β_{LRh} , β_{C2Rh} як більші, так і менші 1. Це означає, що у системі реалізуються різні режими роботи. Дійсно, належне значення R_h , яке може дати нам розумну потужність, набагато менше: $R_h \in [0.1; 0.5] \Omega$. Отже, у випадку $R_h = 0.5 \Omega$ ми отримуємо $\beta_{LRh} = 2$ (це означає, що індуктивний процес на гілці $L - R_h$ має один і той самий порядок з T_0 , але все ж трохи повільніше) і $\beta_{C2Rh} = 3.3 \cdot 10^2$. Це дійсно дає змогу ігнорувати зміни $V_2(t)$ протягом одного циклу ШІМ.

На рис. 2 представлені результати моделювання з заданим набором параметрів $\gamma = 0.1$, $R_h = 0.5 \Omega$, $V_2(0) = V_{20} = 0 \text{ V}$, $I_L(0) = I_{L0} = 0$. При цьому масштабі часу зростання величини $V_2(t)$ практично непомітне.

Щоб отримати цей результат, потрібно було зробити 5000000 кроків моделювання, протягом $1 \cdot 10^{-11} \text{ s}$ (τ) кожен. При збільшенні кроку часу до 10^{-10} s процес моделювання стає нестійким. Проте отримані залежності достатньо прості, без складної поведінки.

Єдиним параметром, значення якого характеризується швидкими змінами, є $V_1(t)$. Гострий квадратичний графік, яким описуються ці значення, стає добре відомою кривою зарядки тільки якщо часовий крок близький до 10^{-9} s. Стан $I_L(t)$ далекий від стабільного, оскільки значення цього параметру збільшується після кожного періоду ШІМ. Значення V_2 також збільшується, але через значну величину $\beta_{C_2 R_h}$ це збільшення може бути неврахованим протягом одного періоду ШІМ (T_0). Отже, за цих умов кожен період ШІМ можна поділити на дві частини. У кожній частині обидві залежності $I_L(t)$ і $V_2(t)$ близькі до лінійних. Залежність $V_1(t)$ у видимій шкалі часу має два значення: близько V_{cc} , якщо $\text{pwm}(t) = 1$, і $V_{dn} \approx -0.48$ V (напруга відкривання діода Шотткі) в іншому випадку. Ці факти можуть суттєво зменшити складність моделі, а отже, і кількість необхідних обчислювальних ресурсів.

На рис. 3 представлені результати моделювання з подібним набором параметрів: $\gamma = 0.1$, $R_h = 0.5 \Omega$, $V_{20} = 0.79$ V,

$I_{L0} = 1.07$ A. Основною відмінністю від попереднього варіанту моделювання є те, що початкові умови було обрано для забезпечення

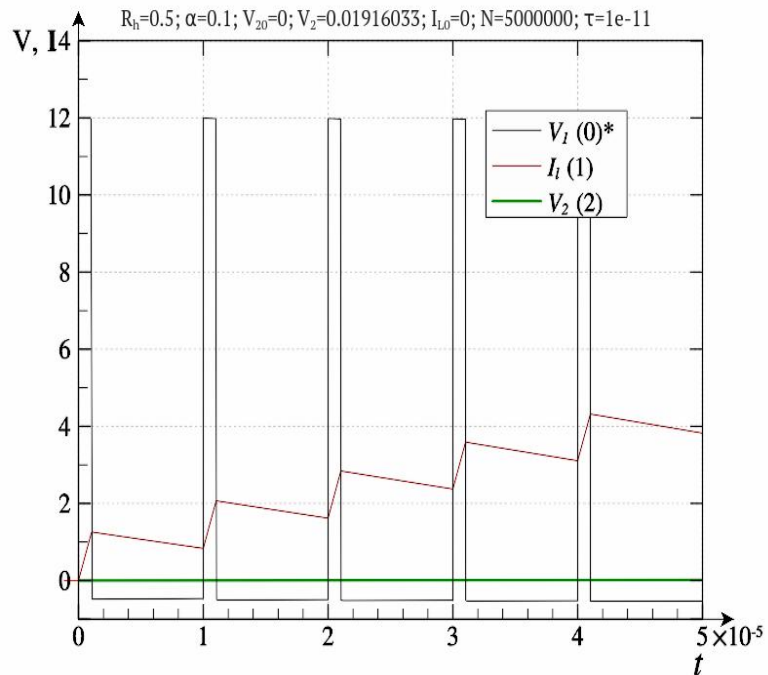


Рис. 2. Моделювання роботи buck-перетворювача при $\gamma = 0.1$, $R_h = 0.5 \Omega$, $V_{20} = 0$ V, $I_L(0) = I_{L0} = 0$

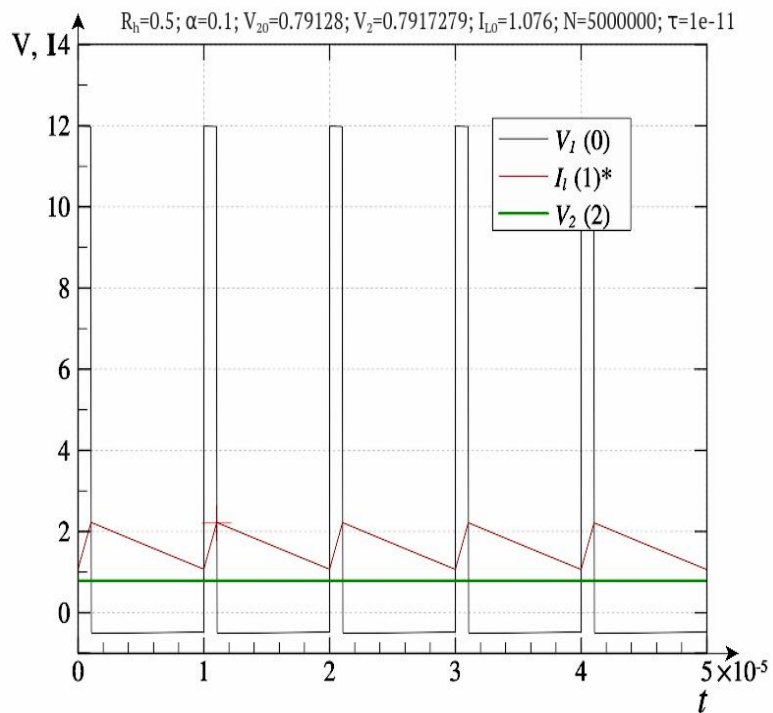


Рис. 3. Моделювання роботи buck-перетворювача при $\gamma = 0.1$, $R_h = 0.5 \Omega$, $V_{20} = 0.79$ V, $I_{L0} = 1.07$ A

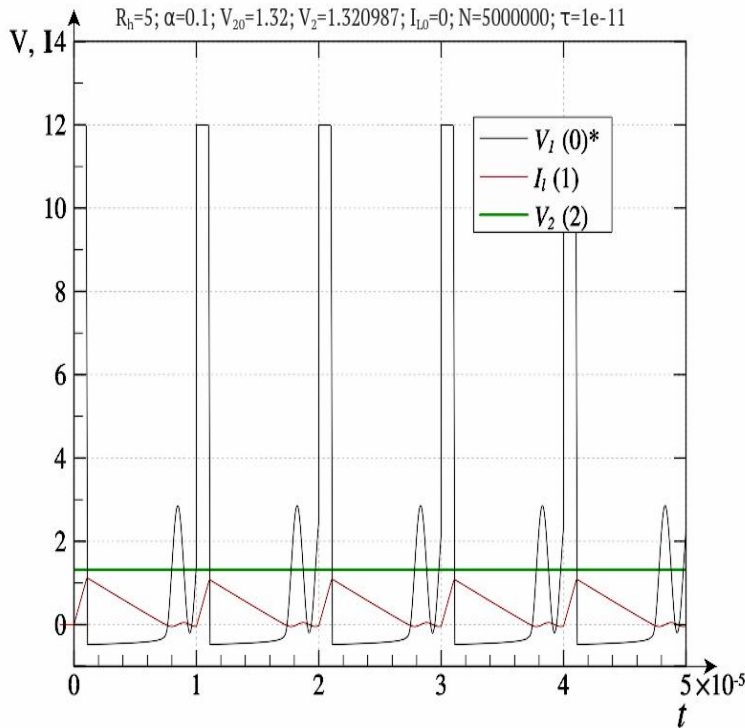


Рис. 4. Моделювання роботи buck-перетворювача при $\gamma = 0.1$,

коливання $V_1(t)$ і $I_L(t)$, але в реальних схемах його можна зменшити снаббером та іншими схемотехнічними засобами.

Цей поділ на 3 частини не спостерігається, якщо в нижній частині напівмосту використовується активний елемент. Але в цьому випадку ми можемо отримати змінний струм в індукторі, який не є бажаним для більшості цілей.

4. Розробка спрощеної моделі перетворювача топології Buck

Як уже згадувалося раніше, якщо $\beta_{C1Rch} \ll 1$ і інші безрозмірні значення не мають такої характеристики, то рівняння може бути спрощено. У цьому випадку необхідно задати $V_1(t)$. Щоб визначити ці значення, можна скористатися тим, що у використаних умовах існує 3 характеристичних значення: близько V_{cc} , якщо $pwm(t) > 0$, V_{dh} або 0 в іншому випадку. Таким чином, система рівнянь набуває вигляду:

$$\begin{cases} L\dot{I}_L = V_2 - V_1(t), \\ C_2\dot{V}_2 - I_L = \frac{V_2}{R_h}, \\ V_1(t) = \begin{cases} V_{cc} - R_{ch}I_L, & pwm(t) > 0, \\ V_{dh}, & pwm(t) = 0, I_L > 0, \\ 0, & pwm(t) = 0, I_L = 0. \end{cases} \end{cases} \quad (5)$$

Для цієї моделі необхідні додаткові схематичні обмеження: $I_L(t) \geq 0$.

квазістаціонарної поведінки. Але головний результат такий самий: кожен період ШІМ можна поділити на дві прості частини.

На рис. 4 представлено суттєво інший результат. Вибір початкових умов був близьким до стаціонарних ($\gamma = 0.1$, $R_h = 5\Omega$, $V_2(t) = V_{20} = 1.32V$), але модель демонструє більш складну поведінку. Перш за все, присутні принаймні 3 частини в кожному періоді ШІМ. Перший і другий показують поведінку, подібну до попередніх випадків, але магнітний потік в індукторі недостатньо потужний для підтримки безперервного струму. Цей режим відомий як «переривчастий режим провідності» (DCM). Більш того, у цій частині періоду ми можемо спостерігати

Результати моделювання в умовах, аналогічних умовам першого варіанту моделювання (рис. 2), показані на рис. 5.

Результати моделювання досить близькі, а інші симуляції показують подібні результати. Найважливішою відмінністю є значення τ : перша модель вимагає мінімальних значень, що приблизно дорівнюють 10^{-11} , тоді як спрощена модель вимагає значення 10^{-7} , тому обчислення в 1000 разів швидше, що вимагає менше пам'яті для зберігання результатів.

З використанням цих моделей було отримано залежності $V_2(R_h, \gamma)$ у випадку фіксованих подібних значень.

На рис. 6 підсумкові результати моделювання представлені як $V_2(R_h)$ - залежність для фіксованих γ .

Графік залежності поділяється на 3 частини: центральна частина відповідає безперервному режиму, де вихідна напруга практично не залежить від навантаження, ліва частина демонструє падіння напруги при високому навантаженні, а права частина відповідає переривчастому режиму.

На рис. 7 результати моделювання представлені як залежність $V_2(R_h, \gamma)$.

Результати показують, що для досягнення близьких до лінійних $V_2(\gamma)$ -залежностей не-

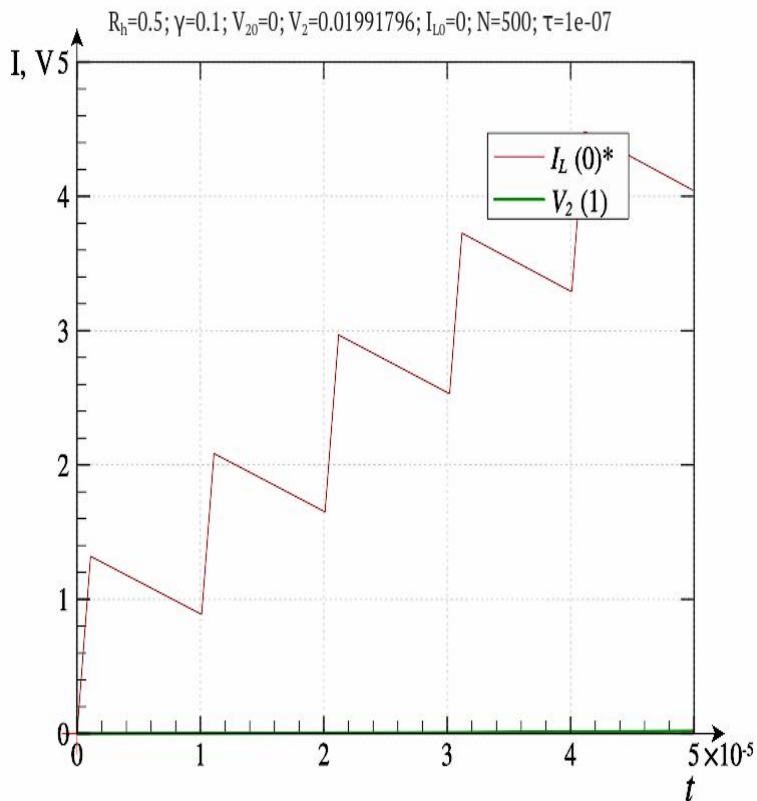


Рис. 5. Моделювання роботи buck-перетворювача при використанні спрощеної моделі: $\gamma = 0.1$, $R_h = 0.5 \Omega$, $V_{20} = 0 \text{ V}$, $I_L(0) = I_{L0} = 0$.

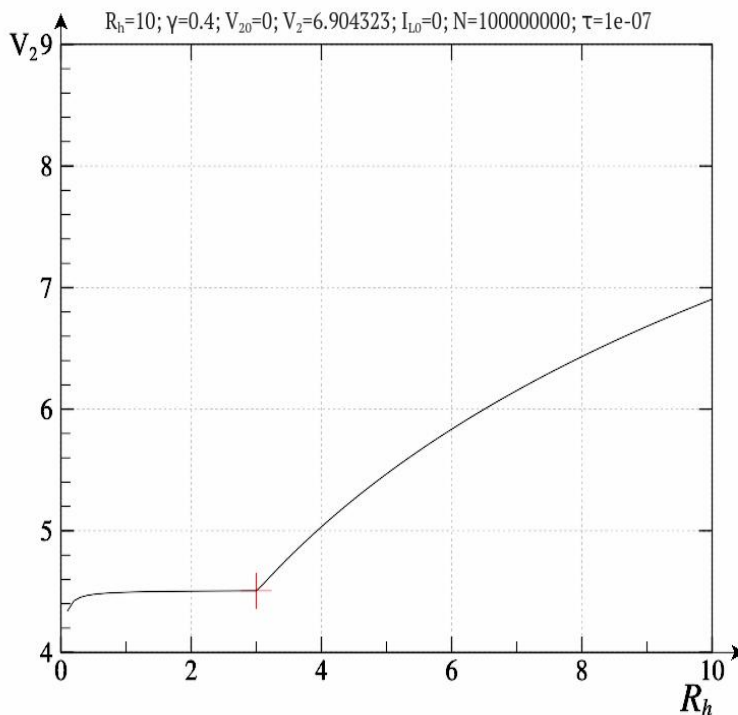


Рис. 6. $V_2(R_h)$ -залежність для $\gamma = 0.4$, отримана за допомогою моделі (5)

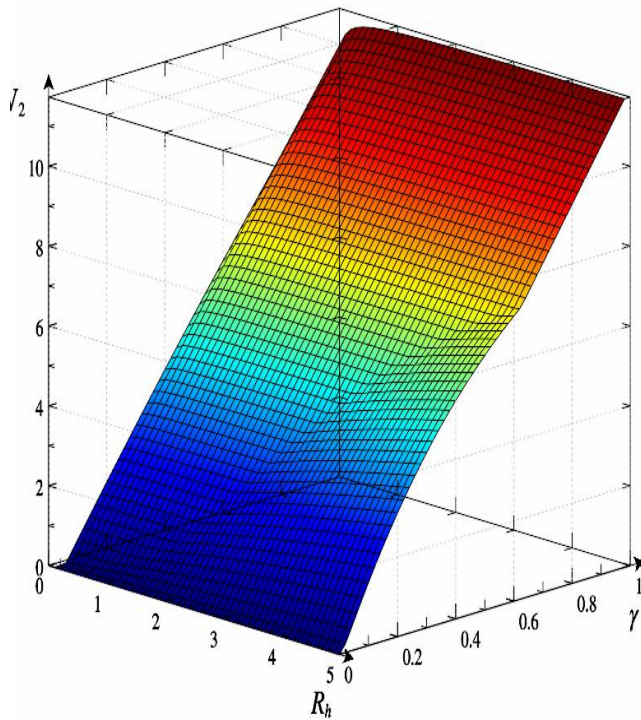


Рис. 7. Залежність $V_2(R_h, \gamma)$ $\gamma = 0.4$, отримана за допомогою моделі (5)

обхідно використовувати безперервний режим. Якщо діапазон R_h невеликий, це може бути виконано шляхом правильного вибору значень L , f_{pwm} . Переривчастого режиму не можна уникнути, якщо γ швидко змінюється, але цей стан є перехідним.

У безперервному режимі реалізується ефективний вихідний опір $R_s = R_{ch}\gamma$, так що при низьких значеннях γ джерело живлення може управляти навантаженням з низьким опором без істотного падіння напруги.

5. Моделювання квазістаціонарного стану перетворювача

Результати попередніх моделювань показують, що в типових умовах для процесів у перетворювачі заряду існують 3 різні часові масштаби. Перший масштаб - $10^{-11} \dots 10^{-9} \text{ s}$ - відповідає зарядці і розрядці C_1 , другий - $10^{-6} \dots 10^{-4} \text{ s}$ -

відповідає f_{pwm} і швидким змінам струму в індукторі, третій - $10^{-3} \dots 10^2 \text{ s}$ - відповідає процесам зарядки та розрядки C_2 . У третьому масштабі зміни обумовлені змінами опору навантаження, параметрами ШІМ або початковими умовами. Якщо ці значення фіксуються на постійному рівні, ми припускаємо, що перетворювач знаходиться в квазістаціонарному стані, оскільки зміни відбуваються в першому і другому масштабах часу. Для простоти будемо позначати цю ситуацію як «стаціонарний стан», маючи на увазі ці обмеження.

У цьому стаціонарному режимі:

$$\dot{V}_2 \approx 0, I_L(t) = I_L(t + n \cdot T_0). \quad (6)$$

Припустимо, що $V_{cc} \gg |V_{dn}|$, $V_{dn} \approx -0.48 \text{ V}$. Що стосується нульового наближення, ми припускаємо, що $I_L R_{ch} \ll V_{cc}$.

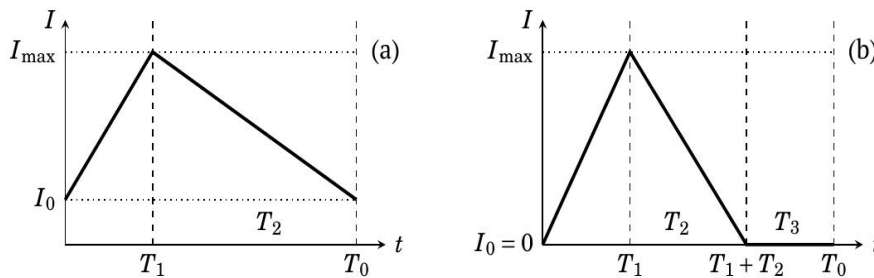


Рис. 8. Спрощені залежності $I_L(t)$ для безперервних (а) і розривних (б) режимів

Схематичні зображення для одного циклу ШІМ представлені на рис. 8.

У безперервному режимі $T_0 = T_1 + T_2$, $I_0 \geq 0$.

$$I_{\max} = I_0 + \frac{T_1}{L}(V_{cc} - V_2) = I_0 + \frac{T_2}{L}(V_2 - V_{dn}). \quad (7)$$

$$V_2 = V_{cc} \frac{T_1}{T_0} + V_{dn} \left(1 - \frac{T_1}{T_0}\right) = V_{cc}\gamma + V_{dn}(1 - \gamma). \quad (8)$$

Рівняння часто спрощується до $V_2 \approx V_{cc}\gamma$, але при низьких значеннях γ це призводить до істотних помилок. З іншого боку, рівняння дає неправильні (від'ємні) результати при низьких значеннях γ , але в цьому випадку умови стану ССМ не виконуються.

Як можемо бачити, значення I_0 , R_h в цьому розрахунку не з'являються, тому точка балансу в даному випадку не залежить від навантаження. Але існує обмеження: $I_0 \geq 0$.

Тому можна визначити I_0 , використовуючи балансне рівняння:

$$q_{\text{in}} = T_0 I_0 + \frac{T_0 T_1}{2L}(V_{cc} - V_2) \approx T_0 I_0 + \frac{T_0^2 \gamma V_{cc}}{2L}(1 - \gamma), \quad (9)$$

$$q_{\text{out}} = T_0 \frac{V_2}{R_h} \approx \frac{T_0 V_{cc} \gamma}{R_h}. \quad (10)$$

$$I_0 = \frac{V_{cc} \gamma}{R_h} - \frac{T_0 \gamma V_{cc}}{2L}(1 - \gamma) = V_{cc} \gamma \left(\frac{1}{R_h} - \frac{T_0(1 - \gamma)}{2L} \right) = \frac{V_{cc} \gamma}{R_h} \left(1 - \frac{T_0 R_h (1 - \gamma)}{2L} \right). \quad (11)$$

Виходячи з цього, умовою безперервного режиму стає:

$$\frac{T_0 R_h (1 - \gamma)}{2L} \leq 1, \quad \text{or} \quad \gamma \geq 1 - \frac{2L}{T_0 R_h} = \gamma_{\text{crit}}. \quad (12)$$

У розривному режимі умова $I_L(0) = I_L(T_0) = 0$ виконується автоматично, тому визначити V_2 з цього рівняння неможливо. Визначимо невідомі величини наступним чином:

$$\frac{T_0 \gamma V_{cc}}{2L}(1 - \gamma). \quad (13)$$

$$I_{\max} = \frac{T_1}{L}(V_{cc} - V_2) = \frac{T_2}{L}V_2, \quad (14)$$

$$q_{\text{in}} = \frac{T_1^2}{2L}(V_{cc} - V_2) + \frac{T_2^2}{2L}V_2. \quad (15)$$

$$q_{\text{out}} = \frac{T_0 V_2}{R_h}. \quad (16)$$

Вирішивши одночасно:

$$\begin{cases} T_1 V_{cc} - T_1 V_2 - T_2 V_2 = 0, \\ T_1^2 V_{cc} - T_1^2 V_2 + T_2^2 V_2 = 2T_0 L V_2 / R_h, \end{cases} \quad (17)$$

отримаємо:

$$T_2 = -\frac{\sqrt{R_h^2 T_1^2 + 8LR_h T_0} + R_h T_1}{2R_h}, V_2 = -\frac{T_1 \sqrt{R_h^2 T_1^2 + 8LR_h T_0 V_{cc}} + R_h T_1^2 V_{cc}}{4LT_0}, \quad (18)$$

$$T_2 = -\frac{T_1}{2} + \frac{1}{2R_h} \sqrt{R_h^2 T_1^2 + 8LR_h T_0} = -\frac{T_{0\gamma}}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{T_0^2 \gamma^2 + \frac{8LT_0}{R_h}} = \frac{T_0}{2} (\sqrt{\gamma^2 + 8\beta_{LRh}} - \gamma) \quad (19)$$

Ці розрахунки добре узгоджуються з результатами, наведеними в попередньому розділі, тому можуть бути використані у випадках, коли швидка динаміка R_h і γ не спостерігається.

6. Порівняння результатів моделювання з реальними експериментальними даними

Для керування потужністю нагрівача у вакуумі була розроблена система керування, яка включає в себе силову топологію buck, вимірюючий комплекс на основі INA226 та керуючу плату на основі STM32F407VBT.

Для перевірки результатів моделювання було проведено серію експериментів з реальним обладнанням, що розроблено. Досліджено реальний конвертер та нагрівач з тонкої металевієї плівки у вакуумному пристрої. При фіксованих величинах γ були отримані залежності $V_2(R_h)$. Для моделювання було використано квазістаціонарний підхід з урахуванням додаткового падіння напруги. Результати показані на рис. 9.

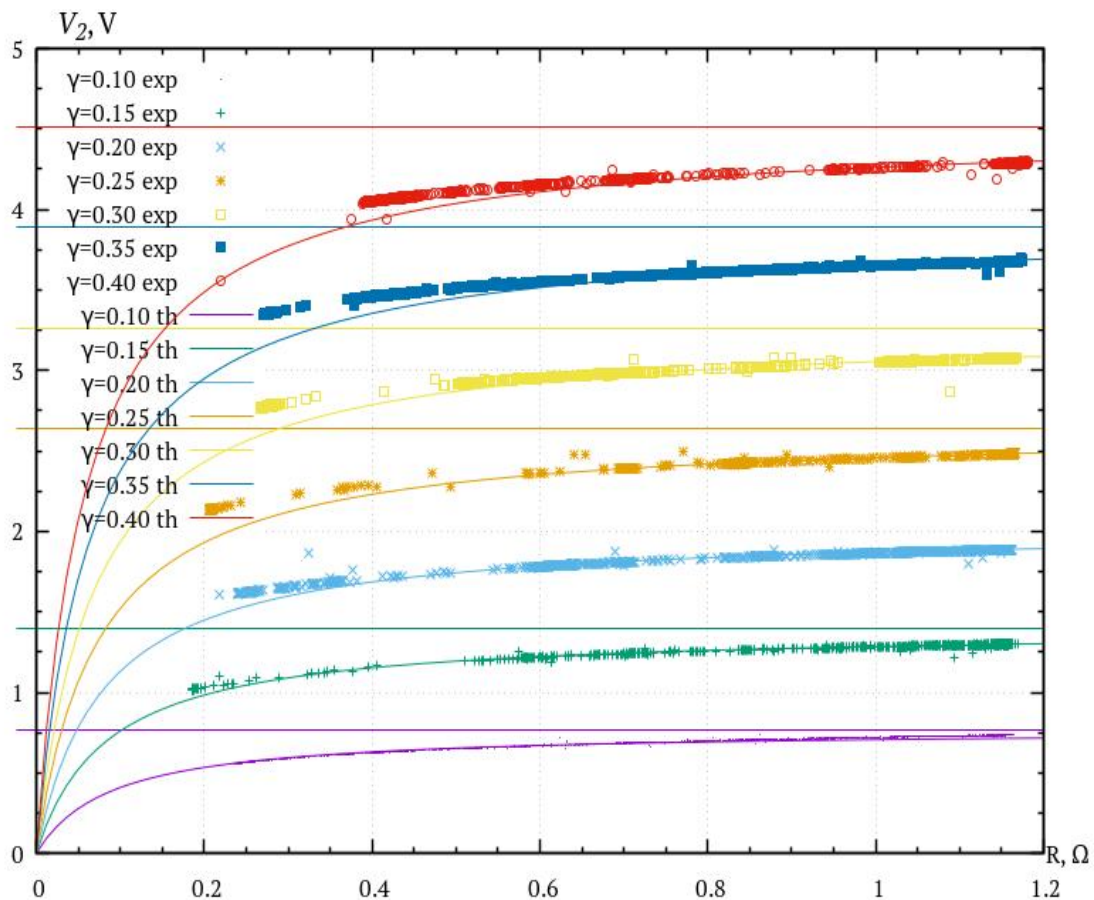


Рис. 9. Реальні (exp) та модельні (th) залежності $V_2(R_h, \gamma)$

Різницею між реальним експериментом і квазістаціонарною моделлю можна знехтувати в більшості діапазонів, крім режиму надзвичайно великого навантаження. Тим не менш, це джерело живлення дає результати, придатні для практичного використання, а модель можна вважати адекватною.

З використанням залежностей, отриманих за допомогою цієї моделі, була розроблена система управління потужністю нагрівача. Система управління включає в себе перетворювач топології buck, вимірювальний комплекс на основі INA226 та керуючу плату на базі STM32F407VBT. Спеціалізована мікросхема INA226 дозволяє вимірювати як струм за допомогою зовнішнього шунта, та і напругу. Перетворення здійснюється вбудованим у INA226 16-бітним АЦП, та результат передається у контролер за протоколом I2C. Результати експериментальних досліджень показали, що використання вбудованого у мікроконтролер АЦП (із зовнішнім підсилювачем та фільтром), незважаючи на можливість значно зменшити час перетворення, дає незадовільні результати завдяки високому рівню шумів вимірювання, особливо при отриманні сигналу з шунта. Кращі, але недостатньо адекватні результати були отримані при використанні зовнішнього АЦП ADS1115.

ШІМ сигнал було синтезовано контролером за допомогою advanced-control таймеру TIM1. Відносно велика вхідна частота таймеру дозволила управляти параметрами ШІМ сигналу практично без помітної дискретизації.

Час циклу вимірювання, обробки значень, управління та виводу даних в UART складає 10 ms. Цей час виявився достатнім як безпосередньо для цілей управління, так і для отримання часових характеристик нагрівача.

Розроблена система управління дозволяє підтримувати не тільки стабільну потужність, а й вихідний струм або напругу. При цьому задане значення задається кусково-лінійною функцією. На графіку (рис. 10) представлені залежності заданої та отриманої потужності на нагрівачі від часу.

На наступному графіку (рис. 11) показані відхилення отриманої потужності на нагрівачі від заданої. Максимальне відхилення було отримано у той час, коли матеріал, що було призначено для випаровування, перейшов до рідкої фази та опір нагрівача суттєво змінився за час, значно менший за час циклу вимірювання та управління. Але це відхилення було скомпенсоване вже на наступному кроці, а теплова інерція системи дозволяє ігнорувати такі короточасні та невеликі відхилення.

7. Висновки

Проведені дослідження дозволяють зробити наступні висновки.

Аналітичні залежності у вигляді наведених рівнянь описують багато особливостей поведінки перетворювача топології buck, але їх чисельне моделювання вимагає значних обчислювальних ресурсів.

У той же час в багатьох практичних випадках можна використовувати програмно-апаратну реалізацію моделі, що запропоновано у роботі, яка потребує в $\sim 10^4$ раз менше ресурсів та дає досить адекватні результати.

З іншого боку, слід відзначити, що запропонований квазістаціонарний підхід дав відповідні аналітичні результати, які подальше були використані в симуляції у випадку, коли R_h і γ змінюються повільно.

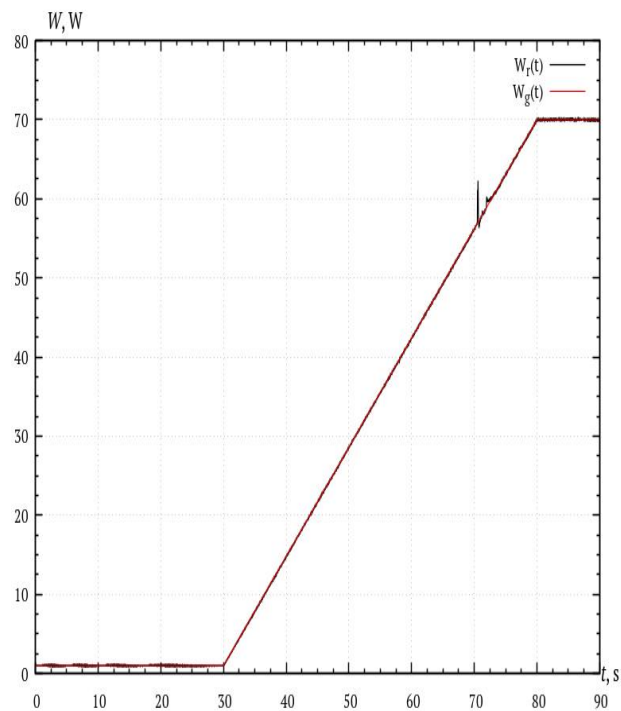


Рис. 10. Задана $W_g(t)$ та отримана $W_r(t)$ потужність на нагрівачі

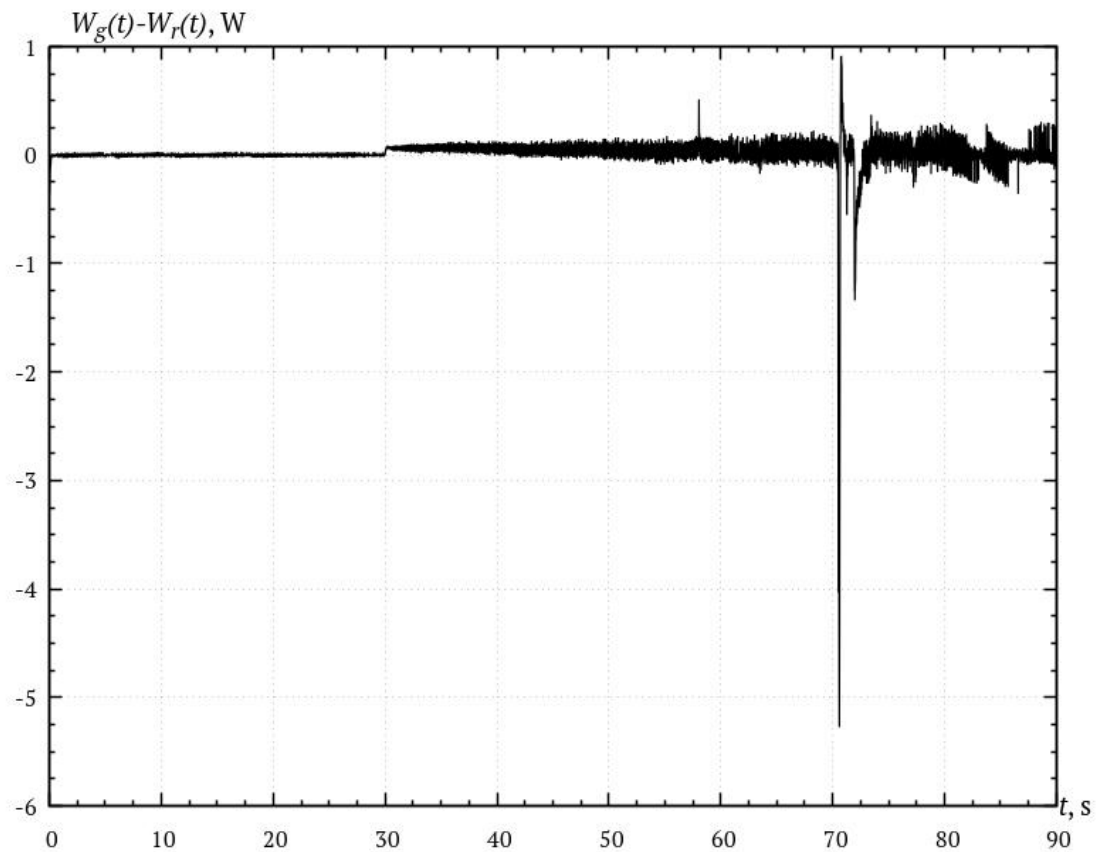


Рис. 11. Різниця між заданою та отриманою потужністю на нагрівачі

Порівняння з даними, що були отримані в реальному експерименті, підтвердило адекватність запропонованих моделей і методів. Це дозволило створити ефективну систему управління потужністю нагрівача для

термічного випаровування металу у вакуумі (рис. 12).

Список літератури: 1. Михалев А. И., Гуда А. И., Зимогляд А. Ю. Ковтун В. В. Моделирование фрактальных структур функциональных покрытий с учетом скорости напыления // Вісник ХНТУ. 2018. № 3 (66). С. 115-120. 2. Зимогляд А. Ю., Гуда А. И., Ковтун В. В. Журба А. А. Исследование зависимости коэффициента трения металлических пленок от фрактальной размерности // Системні технології. Регіональний міжвузівський збірник наукових праць. 2018. № 2 (115). С. 9-13. 3.



Рис. 12. Система керування нагрівачем в вакуумі

Heavens O.S. Measurement of the Optical Constants of Thin Films // CRC Press. 1995. 195 p. 4. Carroll F., Joseph H., Oxley, Blocher J. M. Powell Vapor Deposition. The Electrochemical Society series // New York: Wiley, 1966. 158 p. 5. Mattox Handbook of Physical Vapor Deposition (PVD) Processing: Film Formation, Adhesion, Surface Preparation and Contamination Control / Mattox, M. Donald // Westwood, N.J.: Noyes Publications, 1998. 944 p. 6. Mahesh Gowda, N.M., Kiran, Y. and Parthasarthy, S.S. Modelling of buck DC-DC converter using Simulink // International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology. July. Vol. 3. No. 7. P. 14965-14975. 7. Horovits P., Hill W. The Art of Electronics. -Moscow: Mir, 1995. 154 p. 8. Steve Roberts. DC/DC book of knowledge / Steve Roberts // RECOM Group Gmunden, 2014. - 234 p. 9. Mude, N.R. and Sahu, A. Adaptive control schemes for DC-DC buck converter // International Journal of Engineering Research and Applications. Vol. 2. No. 3. P. 463-467.

Надійшла до редколегії 15.04.2019

Михальов О.І., д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри інформаційних технологій і систем Національної Металургійної Академії України. Наукові інтереси: сучасні проблеми управління та моделювання складних систем. Адреса: Україна, 49600, м. Дніпро, пр. Гагаріна, 4.

Зимогляд А.Ю., асистент кафедри інформаційних технологій і систем Національної Металургійної Академії України. Наукові інтереси: вакуумна техніка; тонкоплівкові покриття; автоматизація виробництва; електроніка; високовольтні прилади. Адреса: Україна, 49600, м. Дніпро, пр. Гагаріна, 4.

Гуда А.І., д-р техн. наук, професор кафедри інформаційних технологій і систем Національної Металургійної Академії України. Наукові інтереси: моделювання та ідентифікація динамічних систем, хаотична динаміка. Адреса: Україна, 49600, м. Дніпро, пр. Гагаріна, 4.

УДК 519.171

DOI: 10.30837/0135-1710.2019.176.027

В.Л. ШЕРГИН, Д.В. ЛЫМАРЕНКО, М.Р. ПОЛИИТ

МОДЕЛЬ ЭЛАСТИЧНОЙ МАСШТАБНО-ИНВАРИАНТНОЙ НЕОРИЕНТИРОВАННОЙ СЕТИ

Рассматривается модель графа, обладающего разными скоростями относительного прироста числа рёбер и вершин. Такой граф называется эластичным. Рассматриваются свойства показателя эластичности и его связь с фрактальной размерностью. Базовые концепции масштабно-инвариантной сети - роста и преимущественного присоединения - дополняются концепцией эластичности. В результате получена модель эластичной неориентированной масштабно-инвариантной сети. Такой подход позволяет распространить рассматриваемый класс моделей на плотные сети, для которых степени вершин распределены по закону Ципфа или близкому к нему.

1. Введение

Модели масштабно-инвариантных сетей (МИС, SF - scale-free networks) считаются наиболее адекватным отражением свойств сетей реального мира, таких как всемирная паутина, сети цитирования и т.п. [1]. Развитие и применение таких моделей для сетей реального мира является перспективным направлением научных исследований.

Теория масштабно-инвариантных сетей основывается на двух фундаментальных концепциях: концепции роста и концепции преимущественного присоединения [2]. Однако, несмотря на очевидную полезность таких моделей, они имеют определенные недостатки и ограничения. Например, для классических моделей МИС значение показателя распределения степеней вершин превышает два, в то время как существуют такие сети, для которых этот показатель равен двум (что соответствует закону Ципфа) или меньше [3]. Кроме того, существует широкий класс сетей, для которых средняя степень вершин имеет тенденцию к увеличению по мере роста времени наблюдения, но эта зависимость или не рассматривается вообще, или рассматривается как внешний фактор модели. Более того, показатель распределения степеней вершин в классических моделях МИС напрямую зависит от среднего значения этой степени, то есть от параметра, имеющего масштаб. Во избежание указанных ограничений было предложено [4] расширить список базовых концепций (рост и преимуще-