

<https://doi.org/10.31891/2307-5732-2026-361-52>

УДК 621.314

ЯСЬКІВ ВОЛОДИМИР

Тернопільський національний технічний
університет імені Івана Пулюя
<https://orcid.org/0000-0003-0043-3909>
email: yaskiv@yahoo.com

ДОМНІН ІГОР

Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»
<https://orcid.org/0000-0002-9824-4403>
email: domninpro@ukr.net

МОДЕЛЮВАННЯ ІМПУЛЬСНОГО СТАБІЛІЗАТОРА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ НА ОСНОВІ ВИСОКОЧАСТОТНИХ МАГНІТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

В роботі проведено математичне моделювання режимів роботи імпульсного стабілізатора постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів. Обґрунтовано доцільність проведення такого дослідження.

Метою дослідження є розробка математичної моделі схеми керування високочастотним магнітним підсилювачем в імпульсному стабілізаторі постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів, моделювання такого перетворювача в цілому та використання результатів математичного моделювання при комп'ютерній симуляції перетворювачів задля отримання їх частотних характеристик та дослідження умов забезпечення їх стійкої роботи.

Для досягнення мети розв'язано наступні задачі: проведено ознайомлення з принципом роботи перетворювача на основі аналізу його силової частини при її двотактному виконанні, пояснено принцип роботи схем керування високочастотним магнітним підсилювачем, обґрунтовано вибір схеми керування для її математичного моделювання, проведено математичне моделювання схеми керування високочастотним магнітним підсилювачем та імпульсного стабілізатора постійної напруги в цілому. За результатами математичного моделювання перетворювача проведено його комп'ютерну симуляцію, побудовано частотні характеристики, сформульовано умови забезпечення стійкої роботи імпульсного стабілізатора постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів. З врахуванням цих умов було розроблено відповідні коректуючі ланки та отримано скоректовані частотні характеристики регулятора на основі високочастотних магнітних підсилювачів.

Проведено математичне та комп'ютерне моделювання запропонованих методів, зокрема розроблено математичну модель регулятора на основі високочастотного магнітного підсилювача та проведено його дослідження в частотній області з використанням пакета прикладних програм PSPICE.

Ключові слова: імпульсний стабілізатора постійної напруги, високочастотний магнітний підсилювач, прямокутна петля гістерезису, схема керування, моделювання, частотні характеристики

YASKIV VOLODYMYR

Ternopil Ivan Puluj National Technical University

DOMNIN IHOR

National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute"

MODELING OF THE SWITCHING DC VOLTAGE STABILIZER BASED ON HIGH-FREQUENCY MAGNETIC AMPLIFIERS

The article presents mathematical modeling of the operating modes of a switching DC voltage stabilizer based on high-frequency magnetic amplifiers. The relevance of conducting such research is substantiated.

The purpose of the research is to build a mathematical model of the control circuit of a high-frequency magnetic amplifier in a switching DC voltage stabilizer based on high-frequency magnetic amplifiers, to model such a converter as a whole, and to use the results of mathematical modeling in computer simulation of such power converters in order to obtain their frequency characteristics and to investigate the conditions for ensuring their stable operation.

To achieve this purpose, the following tasks were resolved: the principle of operation of the power converter based on an analysis of its power circuit in a push-pull configuration was examined; the principle of operation of the control circuits of the high-frequency magnetic amplifier was explained; the choice of the control circuit for its mathematical modeling was justified; mathematical modeling of the control circuit of the high-frequency magnetic amplifier and of the switching DC voltage stabilizer as a whole was conducted. Based on the results of the mathematical modeling of the converter, its computer simulation was performed, frequency characteristics were built, and the conditions for ensuring stable operation of the switching DC voltage stabilizer based on high-frequency magnetic amplifiers were formulated. Taking these conditions into account, appropriate compensating circuits were developed, and corrected frequency characteristics of the regulator based on high-frequency magnetic amplifiers were obtained.

Mathematical and computer modeling of the proposed methods was carried out, in particular a mathematical model of the regulator based on a high-frequency magnetic amplifier was developed, and its frequency-domain analysis was performed using the PSPICE software package.

Keywords: switching DC voltage stabilizer, high-frequency magnetic amplifier, rectangular hysteresis loop, control circuit, simulation, frequency characteristics

Стаття надійшла до редакції / Received 02.12.2025

Прийнята до друку / Accepted 11.01.2026

Опубліковано / Published 29.01.2026



This is an Open Access article distributed under the terms of the [Creative Commons CC-BY 4.0](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

© Яськів Володимир, Домнін Ігор

Актуальність досліджень

Поява високочастотних аморфних сплавів із прямокутною петлею гістерезису призвела до розробки перетворювачів потужності на основі високочастотних магнітних підсилювачів (ВМП) в діапазоні вихідних

потужностей від десятків Вт до одиниць кВт [1-9]. Завдяки таким перевагам, як високоякісні вихідні напруги, високий рівень динамічних характеристик, висока радіаційна та механічна стійкість, низький рівень електромагнітних завад, високий рівень надійності та ефективності, вони знайшли своє застосування в різних сферах - космос, медицина, радіолокація, транспорт, зв'язок, інформаційні технології, атомна енергетика тощо [10]. Їх особливістю є надзвичайна простота схеми керування ВМП. Оскільки схема керування як для одного імпульсного стабілізатора постійної напруги на основі ВМП (ІСПН на ВМП), так і для всіх ІСПН на ВМП, ввімкнених на паралельну роботу при побудові перетворювачів електроенергії з високим рівнем струму навантаження, є ідентичною, то актуальною є задача математичного її моделювання та моделювання ІСПН на ВМП в цілому.

Мета дослідження

Метою дослідження є проведення математичного моделювання схеми керування високочастотним магнітним підсилювачем в імпульсному стабілізаторі постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів, моделювання такого перетворювача в цілому та використання результатів математичного моделювання при комп'ютерній симуляції перетворювачів задля отримання їх частотних характеристик та дослідження умов забезпечення їх стійкої роботи.

Досягнення мети передбачає розв'язання таких задач:

- ознайомлення з принципом роботи перетворювача на основі аналізу силової частини ІСПН на ВМП;
- опис схем керування ВМП;
- математичне моделювання схеми керування ВМП;
- математичне моделювання ІСПН на ВМП;
- комп'ютерна симуляція ІСПН на ВМП за результатами математичного моделювання для отримання їх частотних характеристик;
- забезпечення умов стійкості роботи ІСПН на ВМП.

Виклад основного матеріалу

Аналіз силової частини регулятора на ВМП

Ключ на основі ВМП - це котушка, намотана на осердя, матеріал якого має відносно прямокутну характеристику В-Н, як показано на рис. 1. Осердя ВМП працює в двох робочих областях, або вздовж крутих, або вздовж невеликих схилів кривої В-Н [9]. Поблизу робочої точки R осердя ВМП перебуває в ненасиченому стані. Тут висока проникність матеріалу осердя змушує обмотку ВМП подавати високу індуктивність в коло, що дозволяє протікати лише струму намагнічення.

Для збільшення індукції з метою досягнення рівня насичення ВМП вимагає прикладеної вхідної напруги протягом якогось часу (вольт-секундний інтеграл). Чим сильніше поле розмагнічення, тим більше потрібно вольт-секунд ВМП до насичення. Після насичення робоча точка осердя ВМП зміщується до L (рис.1). Тут проникність осердя дуже низька, а індуктивність котушки ВМП має лише незначне значення, що дозволяє протікати в колі великому струму.

ВМП можна використовувати як напівкерований ключ, який може блокувати та затримувати прикладену напругу. Однак ВМП не може перервати струм після запуску. Отже, ВМП використовуються в імпульсних колах, де їм допомагають діодні випрямлячі, які відсікають струм, коли прикладена напруга змінює полярність.

Тут ІСПН на ВМП реалізований за двотактною схемою [9] на вторинній частині силового трансформатора Т, як показано на рис. 2. Він складається з пари ключів SR1 і SR2; діодів силового випрямляча D1-D2; зворотного діода D_{FW} (free-wheeling diode) та вихідного фільтра LC другого порядку.

Порівняно з одностактною схемою ВМП, конфігурація двотактного ВМП має переваги симетричної роботи та подвоєної вихідної напруги постійного струму.

Тут обидва ключі ВМП працюють із забезпеченням балансу струму. Струм розмагнічення I_R забезпечується схемою керування, яку буде обговорено нижче. Розмагнічуючі діоди DR1 і DR2 спрямовують струм в напрямку пристрою, який вимагає розмагнічення, в функції полярності високочастотної напруги силового трансформатора.

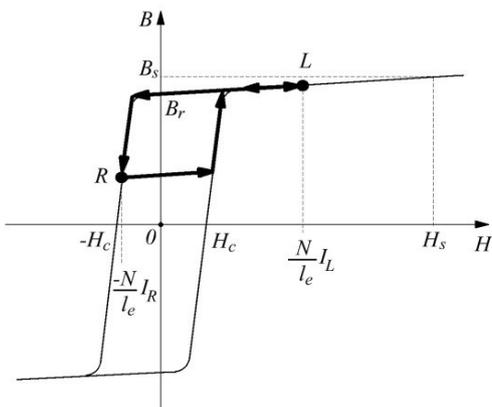


Рис. 1. В-Н характеристика матеріалу осердя ВМП

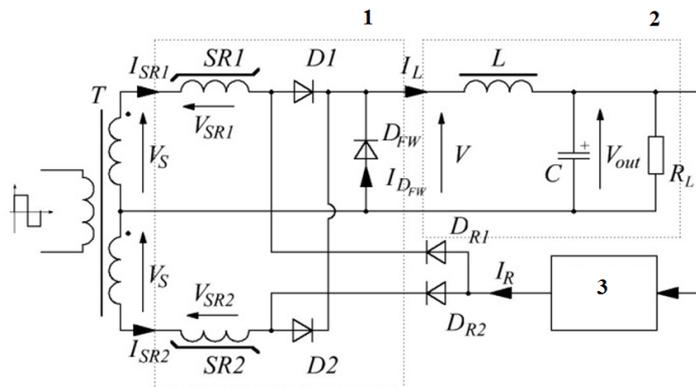


Рис. 2. Функціональна схема ІСПН на ВМП: 1- ВМП та випрямляч; 2 – вихідний фільтр та навантаження; 3 – схема керування

Ідеалізовані форми сигналів двотактного ІСПН на ВМП проілюстровані на рис. 3.

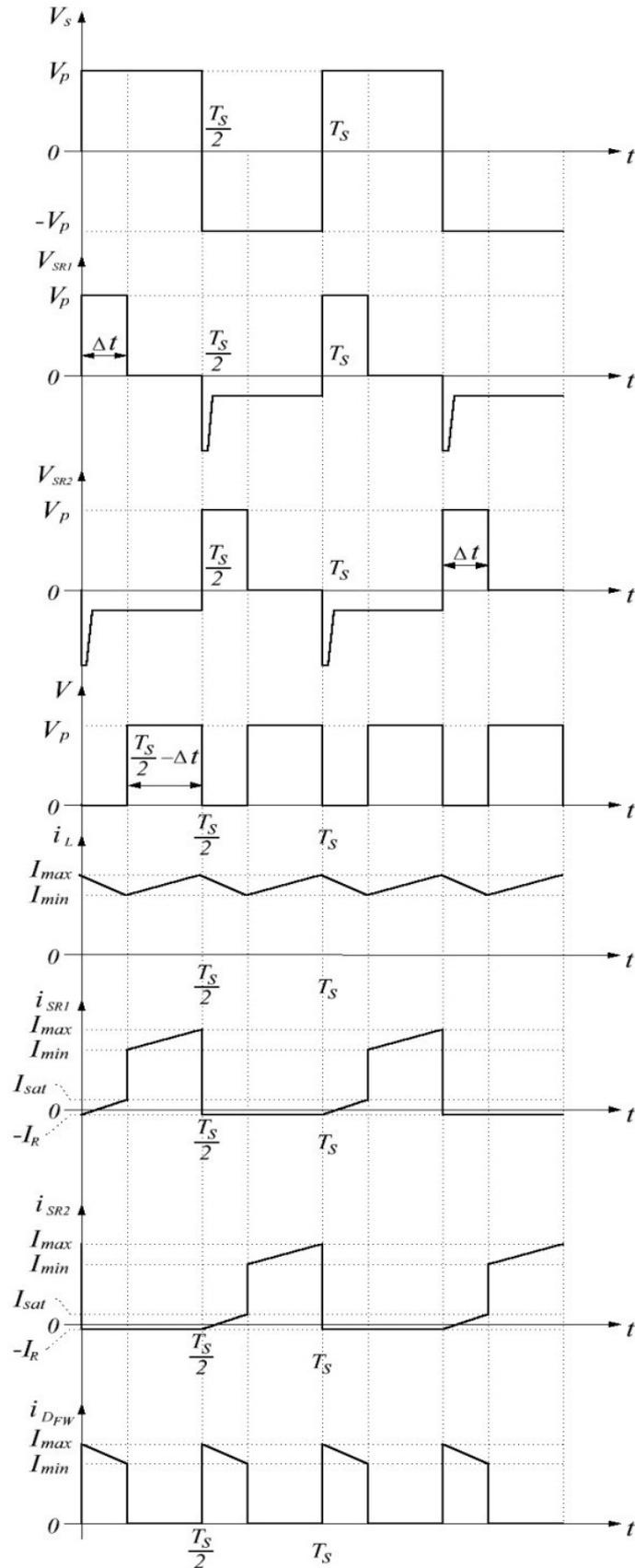


Рис. 3. Ідеалізовані форми сигналів двотактного ІСПН на ВМП

Верхня крива - напруга V_s вторинної обмотки трансформатора. Друга і третя криві показують напруги на ВМП, V_{SR1} , V_{SR2} . Позитивна частина сигналу ВМП представляє вольтові секунди, обумовлені переманічуванням в режимі джерела е.р.с. в робочий півперіод, тоді як негативна частина сигналу обумовлена

процесом розмагнічування в режимі джерела струму. В результаті блокування ВМП вихідна напруга ВМП V має зменшений робочий цикл і, отже, має знижене середнє значення. Рис. 3 також показує вихідний струм I_L котушки індуктивності фільтра, та струми ключів ВМП, I_{SR1} та I_{SR2} . Струм I_{DFW} через зворотній діод забезпечує шлях провідності струму індуктивності, коли робоча точка індукції дроселів насичення ВМП перебуває на вертикальній ділянці петлі гістерезису і ключі $SR1$ і $SR2$ знаходяться в непровідному стані.

Схема керування ВМП

Задля стабілізації (регулювання) вихідної напруги в ІСПН на ВМП широтно-імпульсна модуляція реалізується в дроселях насичення ВМП. При цьому вхідним сигналом керування є струм розмагнічення дроселів насичення ВМП і вже в них безпосередньо відбувається перетворення лінійного сигналу в фазу за пів періода робочої частоти перетворювача. Тому схема керування ВМП працює в лінійному режимі і, зазвичай, реалізується на двох біполярних транзисторах в активному режимі. Вона складається з подільника вихідної напруги, вузла порівняння вихідної напруги з опорною та підсилювача постійного струму [10]. Дві останні функції можуть бути зреалізовані і на одному транзисторі, що працює в лінійному режимі. Запропонована схема керування ВМП є спрощенням варіантом цієї схеми, і як частина принципової схеми ІСПН на ВМП, наведена на рис. 4. Основним елементом її є PNP-транзистор $Q3$, що реалізує підсилювач помилки сигналу розузгодження G_m і своєю базою під'єднаний до подільника вихідної напруги на резисторах $R1$ і $R2$. Компенсаційна ланка складається з $Re1, Re2, Ce$. Функції джерела опорної напруги виконує стабілітрон $D8$. Струм колектора $Q3$ подається на ключі $SR1$ і $SR2$ ВМП через розмагнічуючі діоди $R5$ і $R6$ як струм розмагнічення I_R .

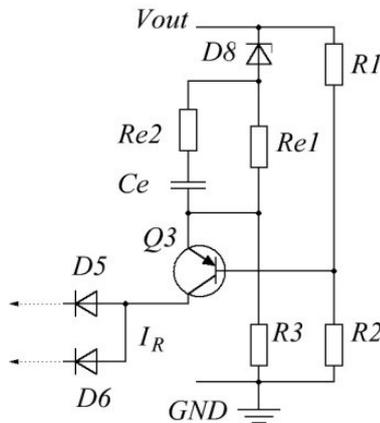


Рис. 4. Схема керування ІСПН на ВМП

При дії замкнутого циклу, припускаючи також, що падіння напруги на $Re1$ незначне, вихідна напруга стаціонарного стану перетворювача встановлюється згідно :

$$V_{out} = (V_z + V_{EBon}) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{1}$$

де V_z - напруга пробією стабілітрона $D8$;

V_{EBon} - напруга на емітер-базовому переході транзистора $Q3$.

Моделювання ІСПН на ВМП

Проста приблизна модель поведінки великого сигналу ключа на основі ВМП, отримана в [11], представлена рівняннями

$$V_{av} = \frac{2}{T_s} (V_p T_{on}) = V_p - 2f_s L_{SR} I_{SR} S_{SR} R_{avmaxmax} \tag{2}$$

де V_{av} - середня напруга, що подається на вхідні клеми вихідного фільтра за допомогою двотактної схеми на основі ВМП;

$f_s = \frac{1}{T_s}$ - робоча частота комутації;

V_{avmax} - максимальна середня напруга, яка може бути досягнута при нульовому струмі розмагнічення:

$$V_{psSR} p_{smae_{maxmaxavmax}} \tag{3}$$

де N_{ma} - кількість витків на осерді ВМП;

A_e - площа поперечного перерізу осердя ВМП;

B_{max} - максимальна індукція матеріалу осердя.

Беручи до уваги допущення, прийняті в цьому тексті, та реалізацію регулятора на ВМП за двотактною схемою, модель подібна до тієї, що отримана в [12]. Однак тут затримка ВМП та пов'язана з цим затримка фаз будуть розглянуті далі. Більш точна модель ВМП була виведена в [13, 14]. Однак відносна складність робить незручним використання її розробниками схем.

Схема керування ВМП повністю реалізована на вторинній стороні силового трансформатора і використовує єдиний контур напруги. Структурна схема ІСПН на ВМП із замкнутим зворотнім зв'язком в

частотній області [13] показана на рис. 5. Тут $H_{ma}(s)$ - середня функція передачі малого сигналу ВМП, $H_d(S)$ - функція передачі затримки ВМП та $H_f(S)$ - функція передачі вихідного фільтра. Опорна напруга V_{ref} , коефіцієнт подільника β в колі зворотного зв'язку та функція передачі підсилювача помилки розузгодження $G_m(S)$ реалізовані схемою керування.

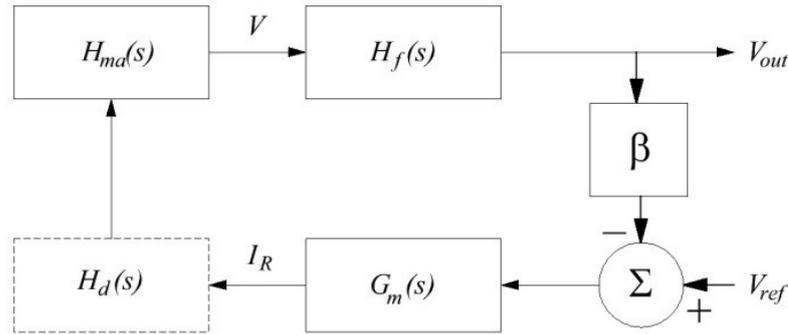


Рис. 5. Структурна схема ІСПН на ВМП із замкнутим зворотнім зв'язком в частотній області

$$H_{ma}(S) = \frac{v_{av}}{i_R} = -2f_s L_{SR} \tag{4}$$

Перемагнічування осердя ВМП під час негативного півперіоду вхідної напруги програмує відгук ВМП у наступному позитивному півперіоді. Тому відгук ВМП затримується на половину періоду частоти комутації $\frac{T_s}{2}$. Ця затримка часу вводить затримку фази. Відомо, що наближенням Паде першого порядку [15] функцією передачі затримки є:

$$H_d(S) = e^{-\frac{T_s S}{2}} \approx \frac{1 - \frac{T_s S}{4}}{1 + \frac{T_s S}{4}} = \frac{1 - \frac{S}{4f_s}}{1 + \frac{S}{4f_s}} \tag{5}$$

У частотній області затримка часу може бути виражена як [160]:

$$H_d(jf) \approx \frac{1 - j\frac{f}{0.63f_s}}{1 + j\frac{f}{0.63f_s}} \tag{6}$$

Вираз (6) показує, що функція передачі часу затримки ВМП $H_d(S)$ має полюс у лівій півплощині комплексної s-площини і нуль у правій півплощині, що сукупним ефектом сприяє 180-градусному відставанню на високих частотах. Відставання фази ВМП стає помітним вище $0.063f_s$, що є досить низьким значенням. Також передбачається, що вихідний LC- фільтр після регулятора має загальну функцію передачі другого порядку, задану:

$$H_f(S) = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q}\left(\frac{S}{\omega_n}\right) + \left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2} \tag{7}$$

де $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ - природна резонансна частота і $Q = \frac{R_L}{\sqrt{L/C}}$. Тут L і C є вихідними фільтруючими елементами, а R_L - опором навантаження.

Еквівалентна схема заміщення схеми керування ВМП, представлена на рис. 4, та її модель показана на рис. 6.

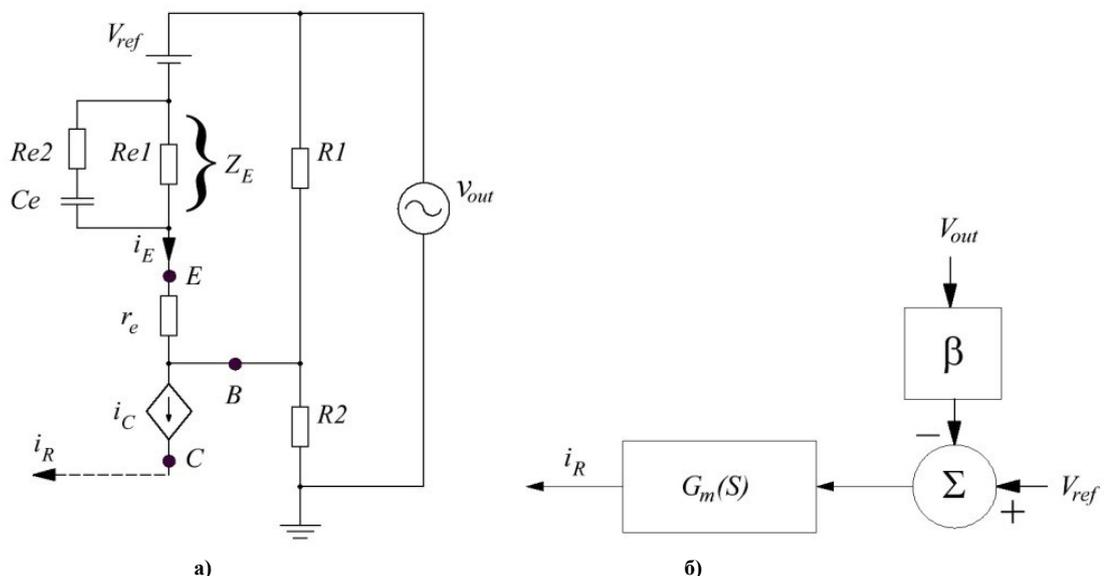


Рис. 6. Еквівалентна схема заміщення схеми керування ВМП а) та її модель в режимі малого сигналу б)

Тут Т-модель в режимі малого сигналу була використана для представлення PNP-транзистора Q3 [11]. Опорна напруга $V_{ref} = V_z$ представляє напругу пробою стабілітрона. Відповідно, струм розмагнічування в режимі малого сигналу i_R становить:

$$i_R = i_C \approx i_E \approx \frac{\beta v_{out} - V_{ref}}{Z_E(S)} = \left(-\frac{1}{Z_E(S)}\right) (V_{ref} - \beta v_{out}) \quad (8)$$

Рівняння (8) можна представити блок-схемою, як показано на рис. 6б. У рівнянні (8) коефіцієнт дільника резистора визначається як коефіцієнт зворотного зв'язку:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (9)$$

Тоді як коефіцієнт підсилення підсилювача сигналу помилки розузгодження:

$$G_m(S) = -\frac{1}{Z_E(S)} = \left(-\frac{1}{R_E}\right) \left(\frac{1 + \frac{S}{\omega_z}}{1 + \frac{S}{\omega_p}}\right) \quad (10)$$

Нуль низької частоти $\omega_z = C_e R_{e1}$ та полюс високої частоти $\omega_p = C_e R_{e2}$ вводяться компенсаційною ланкою Z_E . Результуюча функція передачі ІСПН на ВМП (рис. 2) отримується поєднанням (4), (5), (7), (9) і (10) як:

$$G_L(S) = \beta G_m(S) H_{ma}(S) H_d(S) H_f(S) = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \left(-\frac{1}{R_E}\right) \left(\frac{1 + \frac{S}{\omega_z}}{1 + \frac{S}{\omega_p}}\right) (-2f_s L_{SR}) \left(\frac{1 - \frac{S}{4f_s}}{1 + \frac{S}{4f_s}}\right) \frac{1}{1 + \frac{1}{Q} \left(\frac{S}{\omega_n}\right) + \left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2} \quad (11)$$

Результуюча функція передачі регулятора ІСПН на ВМП (11) має чотири полюси, один нуль правої півплощини і один нуль компенсуючої ланки. Також вона має значне фазове відставання. Оскільки два знаки мінуси у виразі скасовують один одного, то вона є додатною.

Для забезпечення стійкості системи частоту слід вибирати таким чином, щоб затримка ВМП не мала великого впливу на фазу. Беручи до уваги умову затримки (6), що врахована в (11), частота зрізу може бути спроектована дещо нижче, ніж полюс функції затримки ВМП і нуль, так щоб $\omega_c \leq 0.4f_s$. При такому виборі нуль компенсуючої ланки розміщується на вихідній частоті полюса вихідного фільтра $\omega_z = \omega_n$, щоб створити монотонний спад характеристики поблизу частоти зрізу. Полюс компенсуючої ланки повинен бути розміщений якомога вище. Величина коефіцієнта підсилення кола зворотного зв'язку може регулюватися, змінюючи опір резистора R_{e1} в колі емітера транзистора Q3. Отже, щоб забезпечити прийнятний коефіцієнт підсилення, значення опору резистора R_{e1} повинно бути невеликим (декілька десятків Ом).

Комп'ютерне імітаційне моделювання ІСПН на ВМП

Частотна характеристика регулятора на магнітних підсилювачах була змодельована за допомогою програмного забезпечення PSPICE (рис. 7). З графіків видно, що відставання фази спостерігається на частоті вище 1 кГц. Частота зрізу вихідного фільтра становить близько 100 Гц. Ланка компенсації з частотою зрізу 300 Hz призначена для стабілізації системи. Скоректовані частотні характеристики регулятора на основі ВМП представлені на рис. 8. Результати моделювання дали стабільну систему з перехідною частотою 730 Гц і запасом по фазі 45 градусів.

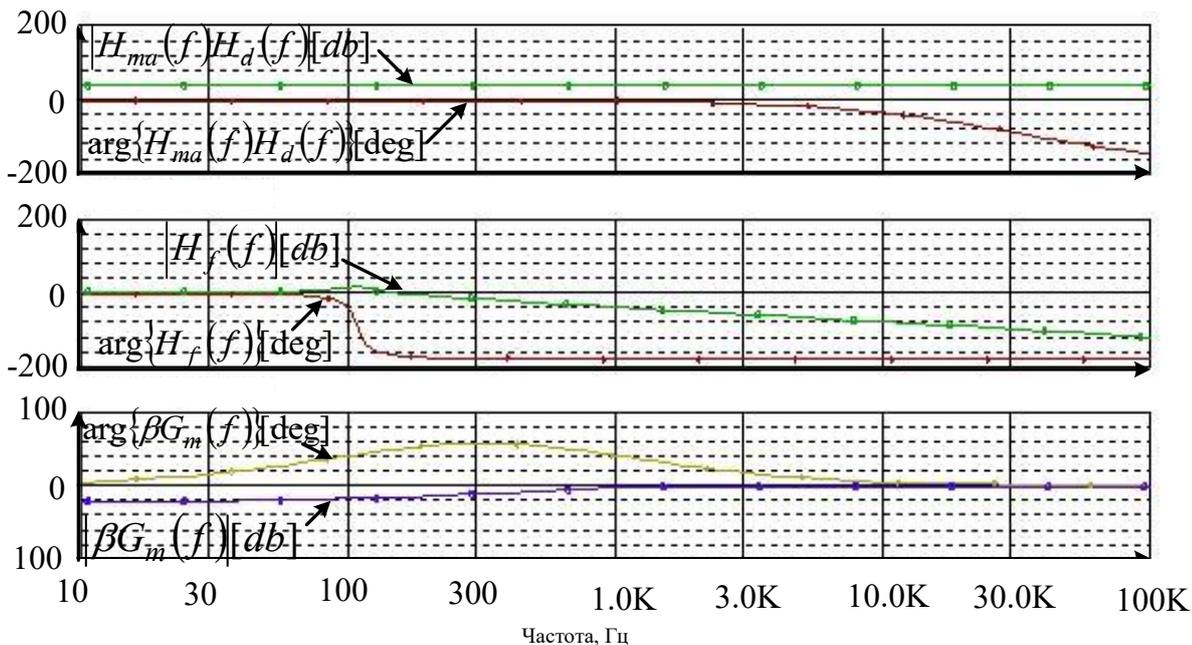


Рис.7. Результати моделювання: частотні характеристики ІСПН на ВМП. Зверху: частотна характеристика магнітного підсилювача, включаючи затримку $H_{ma}(f)H_d(f)$; по середині: частотна характеристика вихідного фільтра $H_f(f)$; знизу: частотна характеристика кола керування $\beta G_m(f)$

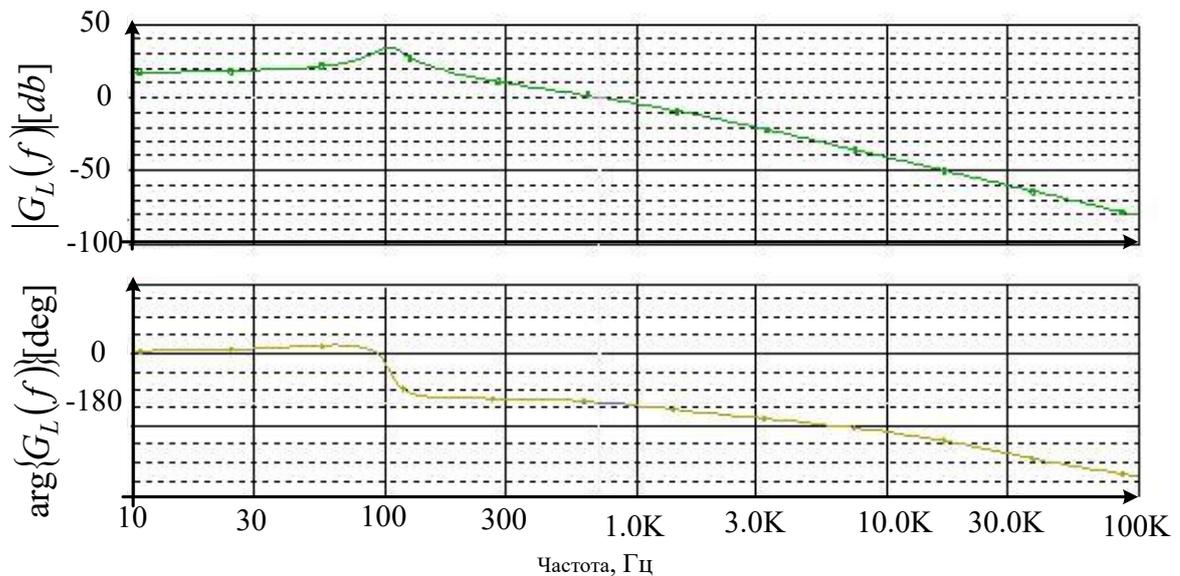


Рис. 8. Скоректовані частотні характеристики регулятора на основі ВМП $G_L(f)$. Зверху: АЧХ; знизу: ФЧХ

Висновки

Створено математичну модель імпульсного стабілізатора постійної напруги на основі високочастотних магнітних підсилювачів, яку апробовано в комп'ютерному імітаційному моделюванні ІСПН на ВМП задля отримання їх частотних характеристик та дослідження стійкої роботи стабілізатора. Вона дозволила провести корекцію частотних характеристик та визначити умови забезпечення стійкої роботи ІСПН на ВМП

Література

1. Harada K., & Nabeshima T. (1988). Applications of magnetic amplifiers to high-frequency DC-to-DC converters. *Proceedings of the IEEE*, 4 (76), 355–361. DOI:10.1109/5.4422
2. Wen C. C., Chen C. L., Chen W., & Jiang J. (2001). Magamp Post Regulation for Flyback Converter. *Proceedings of the IEEE Power Electron. Spec. Conf., PESC Record*, (P. 333–338). DOI: 10.1109/PESC.2001.954042
3. Watcon, R., & Lee, F.C. (1998). Analysis, Design, and Experimental Results of a 1kW ZVS FB PWM Converter Employing Magamp Secondary-side Control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5), 806-814.
4. F. Lentini, & T. Sampieri. Magnetic amplifier with LPR30 controller, SGS-Thompson App Note AN904.
5. Austrin L. (2007). On Magnetic Amplifiers in Aircraft Applications. Royal Institute of Technology. Sweden. Eelectromagnetic Engineering, School of Electrical Engineering.
6. B. Mamano. Magnetic amplifier control for simple, low-cost, secondary regulation, Unitrode corp. slup129. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ml/slup129/slup129.pdf>.
7. NASA Technical Reports Server (NTRS) 19940009938: Large space structures and systems in the space station era: A bibliography with indexes (supplement 05). Available at: https://archive.org/details/NASA_NTRS_Archive_19940009938/page/n145/mode/2up
8. Volodymyr Yaskiv, & Anna Yaskiv. (2023). Multi-Channel Switching MagAmp Power Converter for Radiorecieiving Devices, *Computational Problems of Electrical Engineering*, 13(1), 39– 42. DOI: <https://doi.org/10.23939/jcpee2023.01>
9. Volodymyr Yaskiv, & Anna Yaskiv. (2023). Development of the Power Supply and Control System for the Hemodialysis Machine, *Informatyka, Automatyka, Pomiar w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, 13(3), 23-28. DOI: <https://doi.org/10.35784/iapgos.3745>
10. C. H. Yang, D.Y. Chen, C. Jamerson, & Y. P. Wu. (1991). Stabilizing magamp control loop by using an innerloop compensation, *IEEE Trans. Power Electron.*, 6, 419–429.
11. Volodymyr Yaskiv, Alexander Abramovitz, Keyue Smedley, & Anna Yaskiv. (2015). MagAmp Regulated Isolated AC-DC Converter with High Power Factor, *Special issue of journal COMMUNICATIONS - Scientific Letters of the University of Zilina*, 1A, 28-34. <https://doi.org/10.26552/com.C.2015.1A.28-34>
12. D. Edry, & S. Ben-Yaakov. (1992). A SPICE Model of Magamp Post. Regulators, *IEEE Applied Power Electronics Conf., APEC'92*, (P. 793 – 800).
13. M. M. Jovanovic', & L. Huber. (1999). Small-signal modeling of magamp PWM switch, *IEEE Trans. on Pow. Electr.*, 14(5), 882-889.
14. Y.-T. Chen, & D. Y. Chen, (2000). Small-Signal Modeling of Magnetic Amplifier Post Regulators with CurrentMode Control, *IEEE Trans on Ind. Electr.*, 47(4), 821-831.
15. M. Morari, & E. Zafiriou. (1989). Robust Process Control, Prentice-Hall Int. Inc., New York.

References

1. Harada K., & Nabeshima T. (1988). Applications of magnetic amplifiers to high-frequency DC-to-DC converters. *Proceedings of the IEEE*, 4 (76), 355–361. DOI:10.1109/5.4422
2. Wen C. C., Chen C. L., Chen W., & Jiang J. (2001). Magamp Post Regulation for Flyback Converter. *Proceedings of the IEEE Power Electron. Spec. Conf., PESC Record*, (P. 333–338). DOI: 10.1109/PESC.2001.954042
3. Watcon, R., & Lee, F.C. (1998). Analysis, Design, and Experimental Results of a 1kW ZVS FB PWM Converter Employing Magamp Secondary-side Control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5), 806-814.
4. F. Lentini, & T. Sampieri. Magnetic amplifier with LPR30 controller, SGS-Thompson App Note AN904.
5. Austrin L. (2007). On Magnetic Amplifiers in Aircraft Applications. Royal Institute of Technology. Sweden. Electromagnetic Engineering, School of Electrical Engineering.
6. B. Mamano. Magnetic amplifier control for simple, low-cost, secondary regulation, Unitrode corp. slup129. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ml/slup129/slup129.pdf>.
7. NASA Technical Reports Server (NTRS) 19940009938: Large space structures and systems in the space station era: A bibliography with indexes (supplement 05). Available at: https://archive.org/details/NASA_NTRS_Archive_19940009938/page/n145/mode/2up
8. Volodymyr Yaskiv, & Anna Yaskiv. (2023). Multi-Channel Switching MagAmp Power Converter for Radiorecieving Devices, *Computational Problems of Electrical Engineering*, 13(1), 39–42. DOI: <https://doi.org/10.23939/jcpee2023.01>
9. Volodymyr Yaskiv, & Anna Yaskiv. (2023). Development of the Power Supply and Control System for the Hemodialysis Machine, *Informatyka, Automatyka, Pomiary w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, 13(3), 23-28. DOI: <https://doi.org/10.35784/iapgos.3745>
10. C. H. Yang, D.Y. Chen, C. Jamerson, & Y. P. Wu. (1991). Stabilizing magamp control loop by using an innerloop compensation, *IEEE Trans. Power Electron.*, 6, 419–429.
11. Volodymyr Yaskiv, Alexander Abramovitz, Keyue Smedley, & Anna Yaskiv. (2015). MagAmp Regulated Isolated AC-DC Converter with High Power Factor, *Special issue of journal COMMUNICATIONS - Scientific Letters of the University of Zilina*, 1A, 28-34. <https://doi.org/10.26552/com.C.2015.1A.28-34>
12. D. Edry, & S. Ben-Yaakov. (1992). A SPICE Model of Magamp Post. Regulators, *IEEE Applied Power Electronics Conf., APEC'92*, (P. 793 – 800).
13. M. M. Jovanovic', & L. Huber. (1999). Small-signal modeling of magamp PWM switch, *IEEE Trans. on Pow. Electr.*, 14(5), 882-889.
14. Y.-T. Chen, & D. Y. Chen, (2000). Small-Signal Modeling of Magnetic Amplifier Post Regulators with CurrentMode Control, *IEEE Trans on Ind. Electr.*, 47(4), 821-831.
15. M. Morari, & E. Zafiriou. (1989). Robust Process Control, Prentice-Hall Int. Inc., New York.