

УДК 629.429.3:621.313

DOI: 10.15587/1729-4061.2018.127936

## ВИЗНАЧЕННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ВТРАТ ТЯГОВОГО ПРИВОДУ ЕЛЕКТРОПОЇЗДУ НА БАЗІ СИНХРОННОГО ДВИГУНА ЗІ ЗБУДЖЕННЯМ ВІД ПОСТІЙНИХ МАГНІТІВ

**Б. Г. Любарський**

Доктор технічних наук, професор\*

E-mail: lboris1911@ukr.net

**О. В. Демидов**

Старший викладач\*

E-mail: pz100500@ukr.net

**Б. Х. Єрціян**

Кандидат технічних наук\*

E-mail: bagish\_ericjan@ukr.net

**Р. Ш. Нурієв**

Аспірант\*

E-mail: ramkhua@gmail.com

**Д. І. Якунін\***

Кандидат технічних наук, доцент\*

E-mail: unicomber@ukr.net

\*Кафедра електричного транспорту та тепловозобудування

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»

вул. Кирпичова, 2, м. Харків, Україна, 61002

*Идентифіковано параметри інвертора напруги тягового приводу на базі синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів. Синтезовано імітаційну модель тягового приводу, що дозволяє отримати миттєві значення електричних витрат в інверторі та двигуні. Проаналізовано залежність електричних витрат від швидкості руху поїзда та тактової частоти інвертора*

*Ключові слова: тяговий синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів; електричні витрати*

*Идентифицированы параметры инвертора напряжения тягового привода на базе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов. Синтезирована имитационная модель тягового привода, позволяющая получить мгновенные значения электрических потерь в инверторе и двигателе. Проанализирована зависимость электрических потерь от скорости движения поезда и тактовой частоты инвертора*

*Ключевые слова: тяговий синхронний двигател ь с возбуждением от постоянных магнитов, электрические потери*

## 1. Вступ

Сучасні тенденції розвитку електричного рухомого складу вимагають створення сучасних енергоощадних технологій у тяговому електроприводі [1]. Одним з шляхів підвищення енергоефективності є зниження енергозатрат при роботі тягового приводу [2–4]. Іншим шляхом є створення тягових приводів на базі нових, перспективних типів електромеханічних перетворювачів енергії – тягових двигунів, таких як асинхронні [2–4], реактивні індукторні [5] та синхронні двигуни зі збудженням від постійних магнітів [6] (СДПМ). Останні мають високі енергетичні показники завдяки відсутності втрат на збудження [1]. Для визначення оптимальних режимів роботи СДПМ необхідні методики, що дозволили ідентифікувати втрати та складові у всіх режимах роботи тягового приводу.

Втрати у тяговому приводі складаються з 3 основних частин: втрати в тяговому двигуні, втрати в перетворювачі та втрати в механічній частині приводу. Методику визначення втрат в тяговому двигуні описано в [7], втрати в тяговому перетворювачі визначаються за методикою що наведено в [8–10]. Втрати в механічній частині розраховуються за методикою, наведеною в [11].

Проте, в наведеній вище літературі [7–11] зазначені методики обрахування втрат в елементах тягового приводу, але не комплексно в тяговому приводі в цілому. Також наведена в [10] методика використовує усереднене обчислення поточних параметрів електронних ключів. Це не дозволяє варіювати окремі параметри перетворювача та двигуна та визначати їх вплив на спільний ккд приводу, що унеможлиблює вирішення задачі оптимізації за критерієм максимального ккд приводу в цілому.

Тому робота, спрямована на створення методики визначення сумарних втрат приводу в цілому, вважається актуальною.

## 2. Аналіз літературних даних та постановка проблеми

Зниження енергозатрат при роботі тягового приводу може здійснюватися за рахунок використання нових типів двигунів [5, 6], топологій інверторів [12], систем керування [13] а також покращення характеристик існуючих систем, що досягається різними засобами. Для оцінки енергоефективності приводу зручно використовувати величини втрат в його елементах – тяговому двигуні та інверторі.

Визначенню втрат в двигуні присвячені роботи [13–17]. В [13] в результаті моделювання СДПМ отримано таблицю втрат в тяговому двигуні, використання якої дозволяє створити оптимізовану за ккд двигуна систему керування. В [14] запропоновано модель втрат СДПМ, що враховує втрати в сталі та міді, та наведено методику, що дозволяє з високою точністю визначити гармонійний склад фазного струму. В [15] описано методику вибору оптимальної тактової частоти інвертору та кута управління двигуна в складі безпосереднього тягового приводу транспортного засобу. В [16] запропоновано алгоритм синхронної ШІМ, що забезпечує покращений гармонічний склад статорних струмів в широкому діапазоні коефіцієнтів модуляції та кутів керування при порівняно низьких тактових частотах інвертору. В [17] застосовано динамічну модель

СДПМ, що враховує втрати в сталі, та запропоновано алгоритм керування приводом на базі СДПМ, що дозволяє зменшити втрати в двигуні без суттєвого зниження динамічних якостей приводу в цілому.

В роботі [18], що присвячена визначенню втрат в транзисторах інвертора, розглянуті втрати провідності, вмикання та вимикання, проведено лінеаризацію та отримані аналітичні вирази динамічних втрат в транзисторах, але не розглянуто втрати на зворотне відновлення антипаралельного діоду.

В наведених вище роботах втрати визначаються або в інверторі, або в тяговому двигуні. Не враховано, що покращення параметрів енергоефективності в одній з ланок, що складає привод (інвертор, двигун), може погіршувати параметри в іншій. Тяговий привід є комплексним пристроєм, і кінцевого користувача цікавить його енергоефективність в цілому, бажано забезпечити визначення втрат в інверторі та двигуні при їх сумісній роботі, таким чином буде враховано їх взаємний вплив.

Комплексно втрати в інверторі та двигуні визначаються в роботах [19, 20]. Автор [19] запропонував аналітичні формули для визначення втрат в двигуні від основної частоти та вищих гармонійних фазного струму, а також втрат в транзисторах інвертору. В [20] втрати в інверторі визначені за допомогою моделювання інвертору, а втрати в тяговому двигуні розраховані методом скінчених елементів. Також обрана оптимальна з точки зору ккд приводу тактова частота інвертору.

Недоліком методик, що наведені в [19, 20] є розрахунок втрат в транзисторах за усередненими формулами, що не дозволяють врахувати залежність енергій вмикання та вимикання транзисторів, енергій зворотного відновлення антипаралельного діоду та інших довідкових характеристик транзисторів від струму через них.

Окремо стоїть задача визначення параметрів систем охолодження складових тягового приводу – інвертора та двигуна. В [21] автором запропоновано методику визначення параметрів системи охолодження СДПМ, ступінь нагріву двигуна визначається виходячи з величин електричних втрат в ньому. В [22] за рахунок ітераційного електричного та теплового моделювання силових транзисторів інвертору отримані дані для проектування системи охолодження інвертору. При сумісному використанні ці методики дозволяють розрахувати систему охолодження приводу в цілому.

Провівши аналіз літературних даних було визначено, що жодна з запропонованих вище методик не дозволяє визначити втрати в усіх ланках електроприводу комплексно з урахуванням залежності параметрів силових елементів інвертору від миттєвих значень струму через них.

### **3. Ціль та задачі дослідження**

Метою роботи є розробка методики визначення електричних втрат в тяговому приводі на базі синхронних двигунів зі збудженням від постійних магнітів. Це надасть можливість визначити складові втрат у тяговому приводі в залежності від тактової частоти ШІМ.

Для досягнення поставленої мети вирішувалися наступні задачі:

- створити імітаційної моделі тягового приводу, що дозволяє обчислити миттєві значення втрат в тяговому інверторі;
- створити методику, що дозволяє обчислити втрати в тяговому двигуні в залежності від отриманої поточної форми фазного струму.

#### 4. Імітаційна модель тягового приводу, що дозволяє отримати миттєві значення втрат в тяговому інверторі

Для визначення втрат в безредукторному тяговому приводі електропоїзду потужністю 80 кВт та максимальною частотою обертання 320 об/хв розроблено методику, яку реалізовано за допомогою цифрової моделі приводу в середовищі Matlab-Simulink [23]. Загальну блокову схему якої наведено на рис. 1.

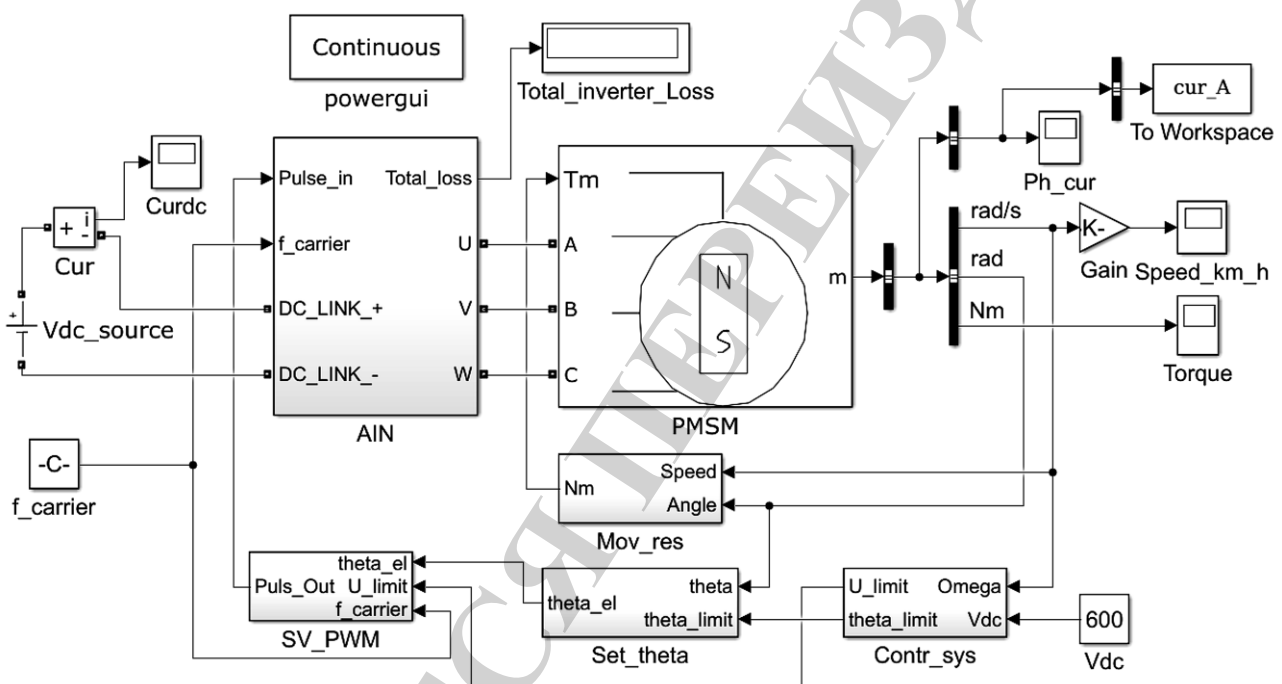


Рис. 1. Загальна блокова схеми цифрової моделі приводу

Підсистема AIN є мостовим трифазним інвертором напруги на базі IGBT транзисторів.

Блок Permanent Magnet Synchronous Machine синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів спільно з вимірювальним блоком.

Підсистема Move\_res вираховує еквівалентний опір руху електропоїзду згідно з [24].

Підсистема Contr\_sys спільно з підсистемою Set\_theta реалізує завдання фазної напруги та кута комутації в залежності від частоти обертання. Таким чином здійснюється перехід між зонами обмеження струму, потужності та ослаблення поля.

Підсистема SM\_PWM реалізує алгоритм просторово-векторної модуляції транзисторів інвертора напруги.

На рис. 2 наведено підсистему Contr\_sys.

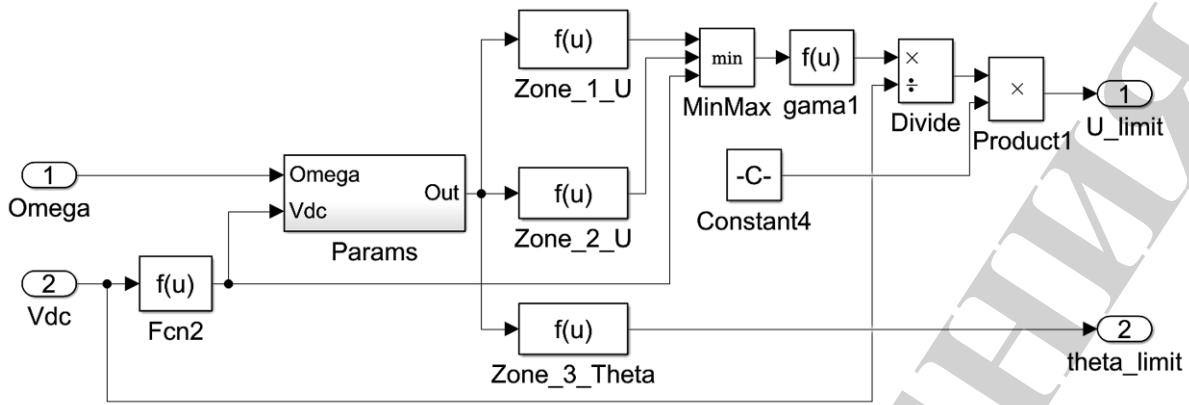


Рис. 2. Будова підсистеми Contr\_sys

Підсистема формує сигнали керування величиною фазної напруги та сигнал завдання кута керування.

Система складається із трьох незалежних каналів Zone\_1\_U, Zone\_2\_U та Zona\_3\_Theta.

Блок Zone\_1\_U призначений для обчислення величини завдання напруги двигуна в режимі обмеження струму.

Блок Zone\_2\_U призначений для обчислення величини завдання напруги двигуна в режимі постійної потужності.

Блок Zone\_3\_Theta призначений для обчислення величини завдання кута комутації інвертора в режимі ослаблення поля двигуна.

Блок констант Params призначені для завдання параметрів двигуна.

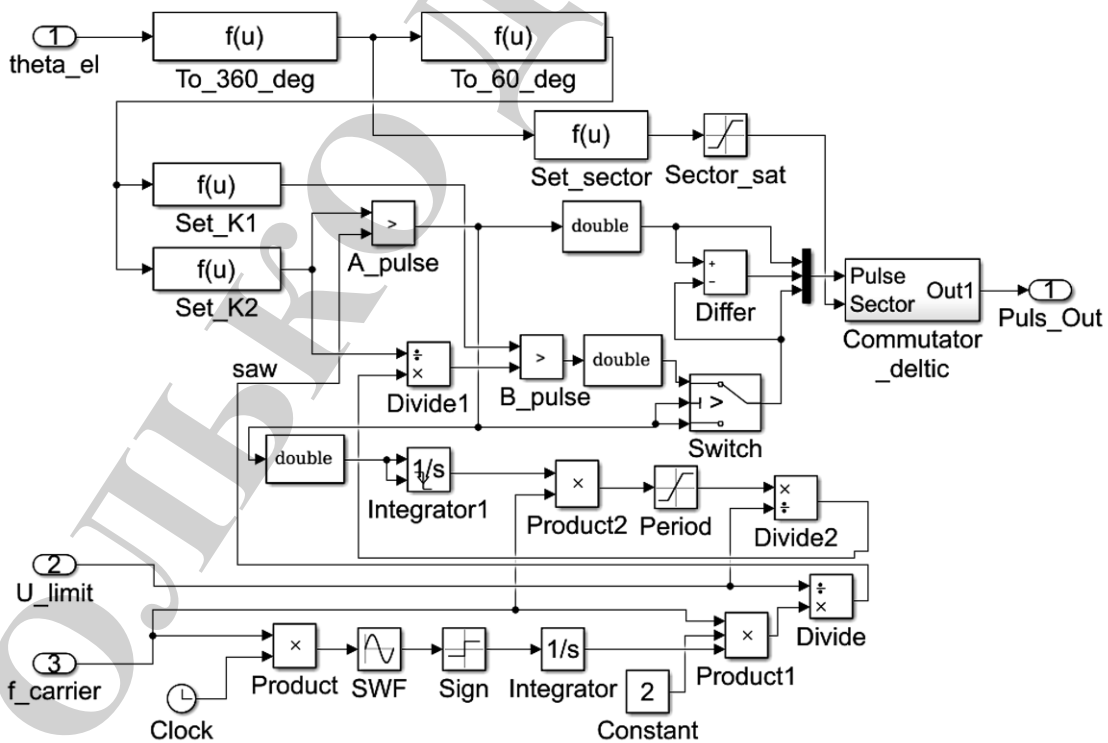


Рис. 3. Будова підсистеми SV\_PWM

Підсистема PV\_SVM, представлена на рис. 3, реалізує алгоритм просторово-векторної модуляції ключів інвертора напруги згідно з алгоритмами, що описані в [25, 26].

Тактова частота просторово-векторної ШІМ задається ззовні, за допомогою константи  $f_{carrier}$ . Сигнал тактової частоти подається на вхід підсистеми SV PWM, спільно з сигналом обмеження напруги  $U_{limit}$  визначає параметри пилкоподібного опорного сигналу SAW.

Також до підсистеми надходить сигнал абсолютного енкодера  $theta_{el}$ . Блоки  $To_{360\_deg}$  та  $To_{60\_deg}$  виділяють з сигналу енкодера періодичні послідовності в 360 та 60 градусів, що відповідають проходженню просторовим вектором повного оберту та сектору відповідно.

Блоки  $Set\_K1$  та  $Set\_K2$  вираховують коефіцієнти заповнення окремих фаз згідно з поточним положенням просторового вектора в поточному секторі.

Блоки  $A\_pulse$ ,  $B\_pulse$  перетворюють коефіцієнти заповнення окремих фаз в імпульси комутації для генерації просторового вектора для одного й того ж сектору. Для розподілу імпульсів комутації між всіма секторами призначено блок  $Set\_sector$ , що визначає сектор в якому знаходиться просторовий вектор напруги, та розподіляючи підсистему  $Commutator\_deltic$ .

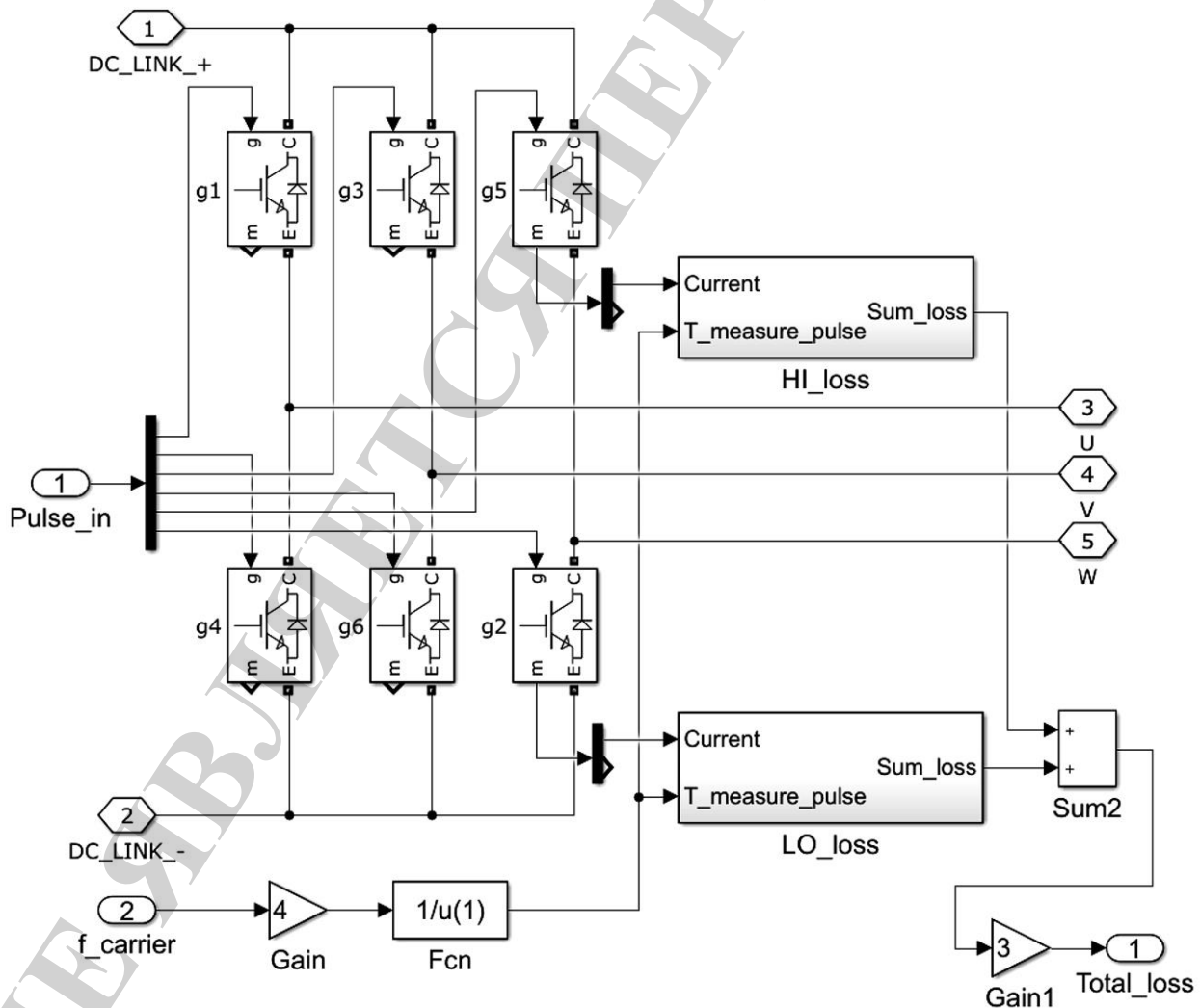


Рис. 4. Будова підсистеми AIN

Підсистема АІН складається із шести однакових блоків електронних ключів  $g1...g6$ . Кожен електронний ключ складається із блоків що реалізують IGBT-транзистор, зворотний діод та снаберну ланку. Вбудований вимірник визначає напругу на переході колектор-емітер та струм через транзистор і діод. Керуючі імпульси на відкриття транзисторів подаються за допомогою клеми In1, яка містить в собі 6 сигналів одночасно.

Ланка постійного струму під'єднується до АІН через клеми DC\_LINK\_- та DC\_LINK\_+, двигун під'єднується через клеми U, V, W.

Для обчислення електричних втрат в інверторі призначено однакові підсистеми HI\_loss та LO\_loss, які обчислюють втрати в верхньому та нижньому IGBT-транзисторах транзисторної стійки, а також втрати в зворотних діодах та снаберних ланках. Сумарні втрати складаються та помножуються на 3.

Обчислювачі втрат в інверторі наведені на рис. 5 та визначають величини таких складових: втрати провідності антипаралельного діода та IGBT-транзистора, втрати комутації IGBT-транзистора, втрати зворотного відновлення антипаралельними діода та втрати на снаберному резисторі. Моделювання роботи приводу виконується відрізками часу по 1 секунді, таким чином накопичена за час моделювання сумарна енергія дорівнює потужності втрат.

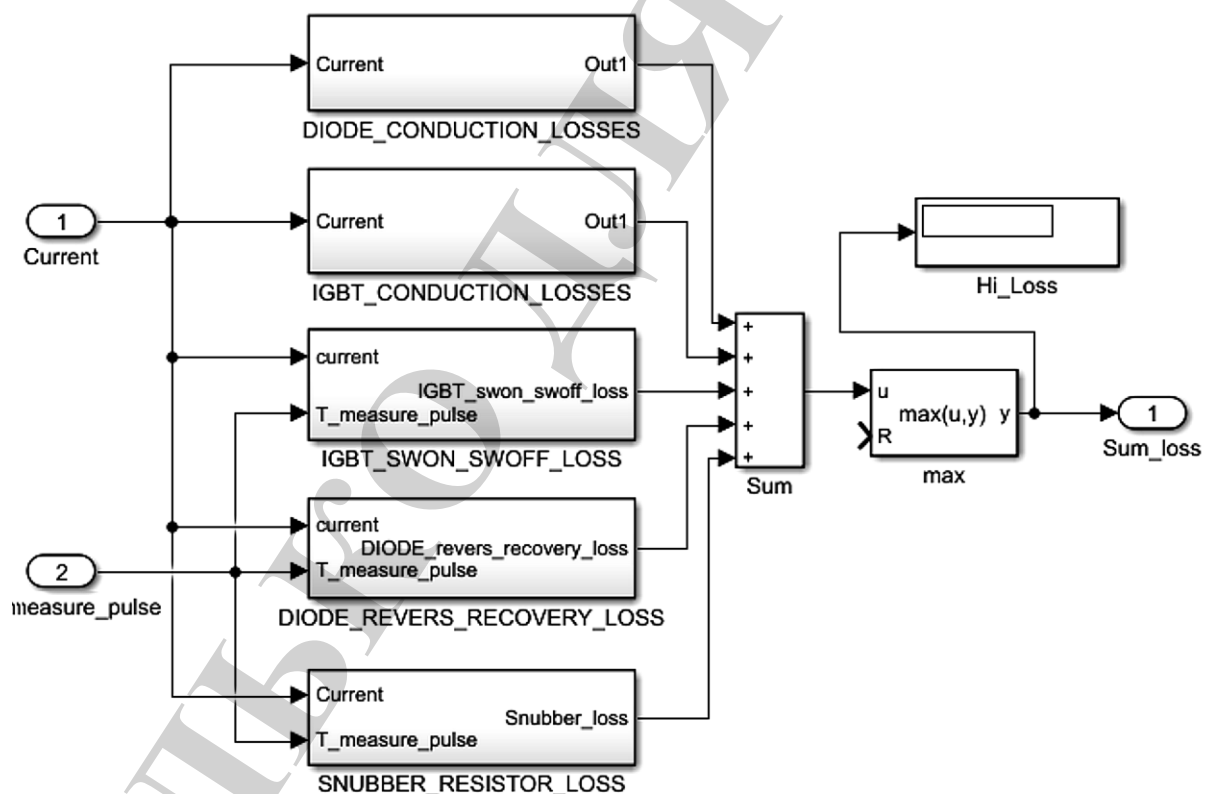


Рис. 5. Обчислювач втрат в інверторі

Визначення втрат в інверторі здійснюється подібно до методики, наведеному в [8, 10]. Головна відмінність запропонованої методики полягає в прямому обчисленні параметрів електронного ключа згідно з миттєвим значенням струму через них та довідниковими даними [27].

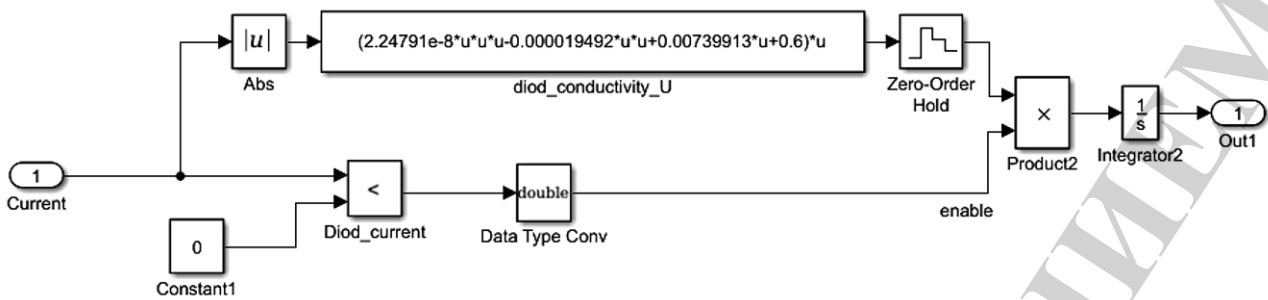


Рис. 6. Підсистема DIODE\_CONDUCTION\_LOSSES

Втрати провідності антипаралельного діоду розраховуються в підсистемі DIODE\_CONDUCTION\_LOSSES, яку зображено на рис. 6. Пряме падіння напруги на діоді diod\_conductivity\_U визначається згідно модулю поточного струму і залежності наведеної в довіднику. Елемент Diod\_current виділяє негативний струм через силовий прилад, що відповідає протіканню струму через антипаралельний діод. Блоки Zero-Order Hold та Integrator1 проводять інтегрування отриманого значення втрат на протязі часу моделювання.

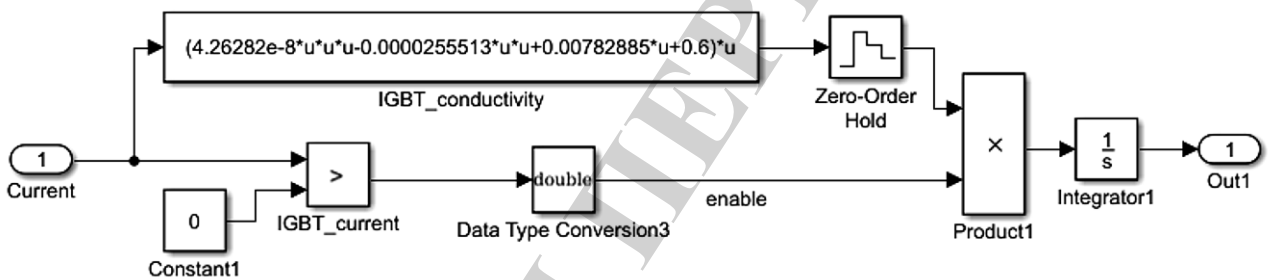


Рис. 7. Підсистема IGBT\_CONDUCTION\_LOSSES

Підсистема IGBT\_CONDUCTION\_LOSSES, що зображена на рис. 7, розраховує втрати провідності IGBT-транзисторів та працює подібно до вищенаведеної підсистеми DIODE\_CONDUCTION\_LOSSES. Елемент IGBT\_current виділяє позитивний струм через силовий прилад, що дозволяє накопичувати енергію втрат на інтеграторі.



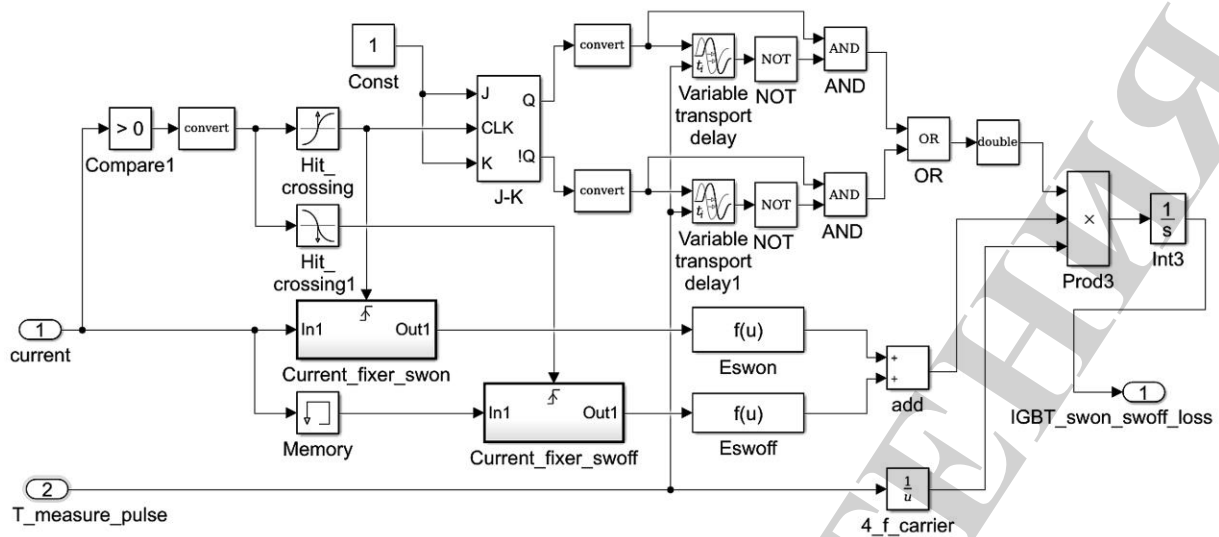


Рис. 8. Підсистема IGBT\_SWON\_SWOFF\_LOSS

Підсистема IGBT SWON SWOFF LOSS призначений для обчислення втрат на вмикання і вимикання IGBT-транзистора, вона показана на рис. 8. Блок Compare1 виділяє позитивні імпульси струму через силовий прилад, таким чином відсікаючи імпульси струму через антипаралельний діод. Блоки Hit Crossing та Hit Crossing1 видають сигнали моменту вмикання і вимикання IGBT транзистора відповідно. Сигнали від цих блоків подаються в підсистеми Current\_fixer\_swon і Current\_fixer\_swoff. Ці підсистеми фіксують значення струму, що проходить через IGBT транзистор в моменти вмикання і вимикання. Також сигнал від блоку Hit Crossing подається на J-K тригер, стан виходів якого змінюється на протилежний при кожному вмиканні транзистора. Використовуючи блоки Variable Transport Delay, Variable Transport Delay1, логічні блоки та сигнал T\_measure\_pulse виділяємо сигнали довжиною  $\frac{1}{4}$  періоду тактової частоти в моменти вмикання транзисторів. Отримані сигнали зливаються за допомогою логічного оператора OR, і перемножуються з величиною, зворотної до  $\frac{1}{4}$  періоду тактової частоти інвертора. Таким чином генеруються імпульси однічної амплітуди, що надходять в моменти вмикання транзистора. Фіксовані значення струму від підсистем Current\_fixer\_swon і Current\_fixer\_swoff передаються на блоки Eswon, Eswoff, в яких проводиться обчислення енергії вмикання і вимикання транзистора згідно з довідниковими даними [27] та струмом в моменти вмикання та вимикання, після чого отримані значення сумуються.

Використовуючи блоки Prod3 і Int3, отримуємо рівномірно наростаючу криву, що відповідає накопиченому значенню енергії вмикання і вимикання. Накопичена за 1 секунду роботи інвертора енергія дорівнює потужності втрат на перемикання IGBT-транзистора.

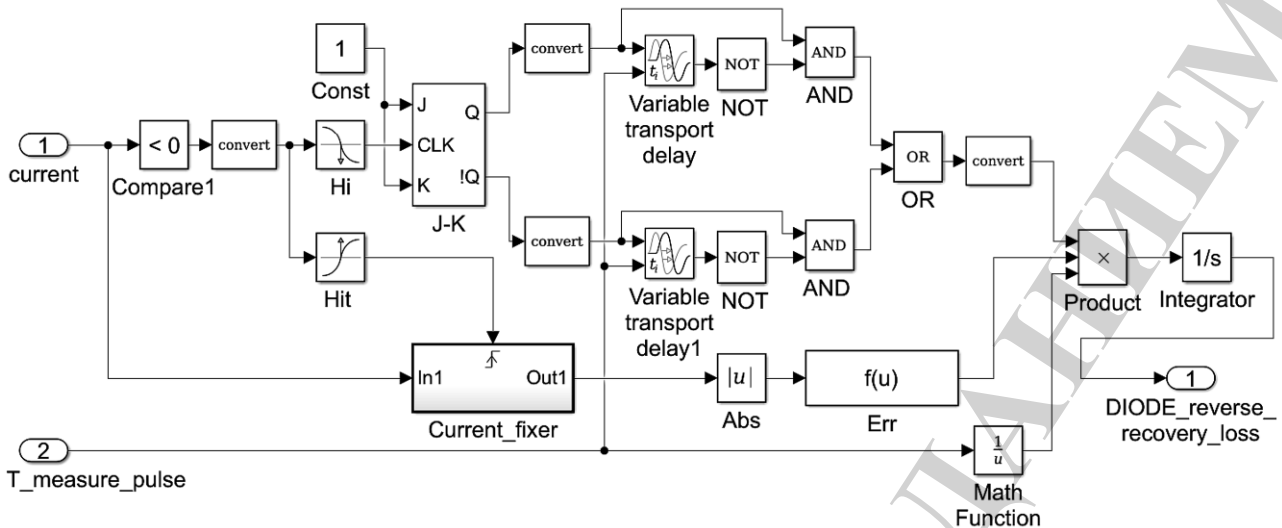


Рис. 9. Підсистема DIODE\_REVERS\_RECOVERY\_LOSS

Підсистема DIODE\_REVERS\_RECOVERY\_LOSS зображена на рис. 9 і призначена для обчислення втрат на зворотне відновлення антипаралельного діода. Блок Compare1 виділяє негативні імпульси струму через силовий прилад, таким чином відсікаючи імпульси струму через IGBT транзистор. Блоки Hi та Hit видають сигнали моменту вмикання і вимикання відповідно. Сигнал від блоку Hit подаються в підсистему Current\_fixer. Ця підсистема фіксує значення струму, що проходить через антипаралельний діод в момент зворотного відновлення.

Сигнал від блоку Hi подається на J-K тригер, стан виходів якого змінюється на протилежний при кожному вимиканні транзистора. Використовуючи блоки Variable Transport Delay, Variable Transport Delay1, логічні блоки та сигнал T\_measure\_pulse виділяємо сигнали довжиною  $\frac{1}{4}$  періоду тактової частоти в моменти зворотного відновлення діоду. Отримані сигнали зливаються за допомогою логічного оператора OR і перемножуються з величиною, зворотної до  $\frac{1}{4}$  періоду тактової частоти інвертора. Таким чином генеруються імпульси одиначної амплітуди, що надходять в моменти зворотного відновлення антипаралельного діоду.

Фіксоване значення струму від підсистеми Current\_fixer передається на блок Err, в якому проводиться обчислення енергії зворотного відновлення антипаралельного діоду згідно з довідниковими даними IGBT-транзистора та струмом в моменти зворотного відновлення.

Використовуючи блоки Product і Integrator, отримується рівномірно наростаюча крива, що відповідає накопиченому значенню енергії зворотного відновлення. Накопичена за 1 секунду роботи інвертора енергія дорівнює потужності втрат на зворотне відновлення антипаралельного діоду.

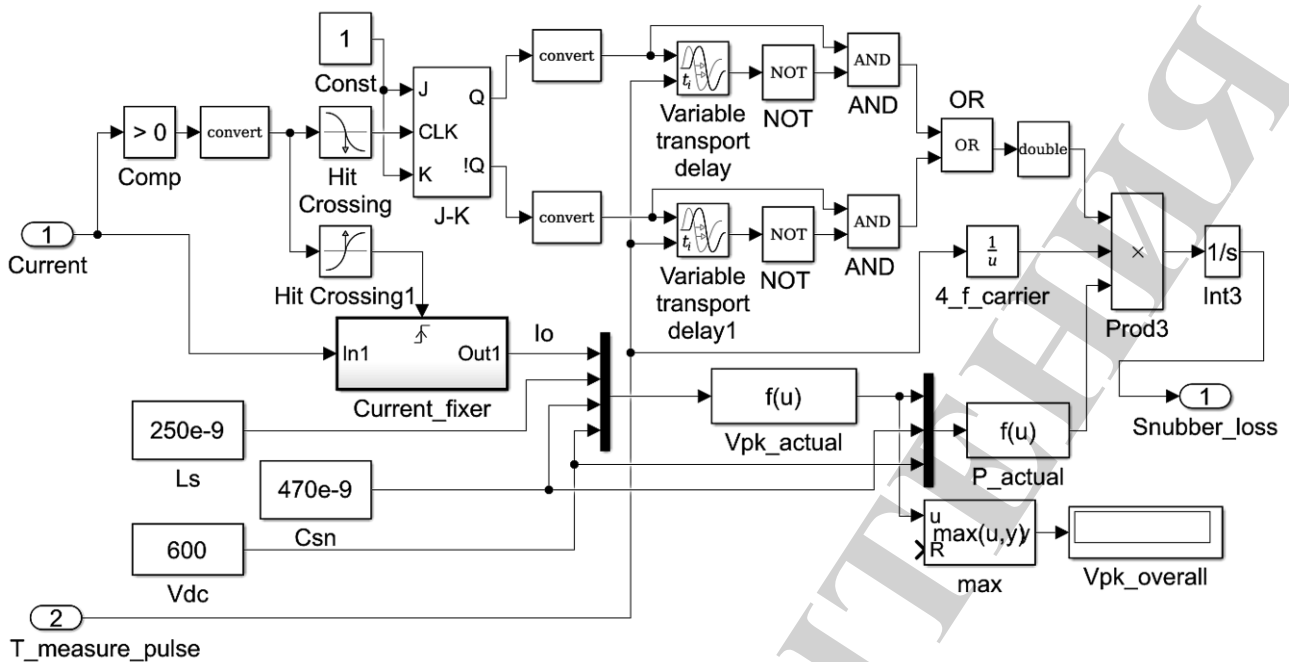


Рис. 10. Підсистема SNUBBER\_RESISTOR\_LOSS

Підсистема SNUBBER\_RESISTOR\_LOSS зображена на рис. 10 і призначена для визначення величини енергії, що розсіюється на снаберному резисторі. В тяговому інверторі застосовано фіксуєчий снаберний RC-ланцюжок, схема підключення і номінал снаберного конденсатора вибрано згідно з [9]. Типове для інверторів напруги такої потужності значення індуктивності ланки постійного струму вибрано згідно з [8]. Блок Comp відсікає негативні імпульси струму. Блок Hit Crossing виділяє моменти вимикання силового транзистора. Сигнал від блоку Hit Crossing подається на J-K тригер, стан виходів якого змінюється на протилежний при кожному вимиканні транзистора.

Використовуючи блоки Variable Transport Delay, Variable Transport Delay1, логічні блоки та сигнал T\_measure\_pulse виділяються сигнали довжиною  $\frac{1}{4}$  періоду тактової частоти в моменти вимикання IGBT-транзистору, що відповідає моменту спрацювання фіксуєчого снаберу. Отримані сигнали зливаються за допомогою логічного оператора OR, та перемножуються з величиною, зворотною до  $\frac{1}{4}$  періоду тактової частоти інвертора. Таким чином отримуються імпульси одиничної амплітуди, що надходять в моменти спрацювання снаберної ланки.

Сигнал від блоку Hit Crossing1 подаються в підсистему Current\_fixer. Ця підсистема фіксує значення струму, що проходить через IGBT транзистор в момент вмикання. Блок Vpk\_actual використовуючи отримане значення струму, а також задані індуктивність, напругу ланки постійного струму і ємність снаберного конденсатора визначає величину викиду напруги при вимиканні IGBT-транзистора. Величина викиду напруги визначає необхідний клас силового транзистора.

За допомогою блоків Prod3 і Int3 отримується рівномірно наростаюча крива, що відповідає накопиченому значенню розсіяної в снаберному резисторі

енергії. Накопичена за 1 секунду роботи інвертора енергія дорівнює потужності втрат на снаберному резисторі.

### 5. Визначення втрат в тяговому двигуні

Втрати в тяговому двигуні розділяються на 2 групи – втрати в сталі й втрати в міді. Для розрахунку величини втрат використовуються геометричні й електричні параметри тягового двигуна, а також форма й амплітудне значення фазного струму, отриманого в результаті моделювання різних режимів роботи тягового привода.

У результаті моделювання роботи тягового привода одержуємо графік фазних струмів, показаний на рис. 11. На ньому чітко видно форму струму близьку до синусоїди на основній частоті інвертора, а також невеликі коливання струму на тактовій частоті ШІМ, викликані імпульсною природою роботи інвертора напруги.

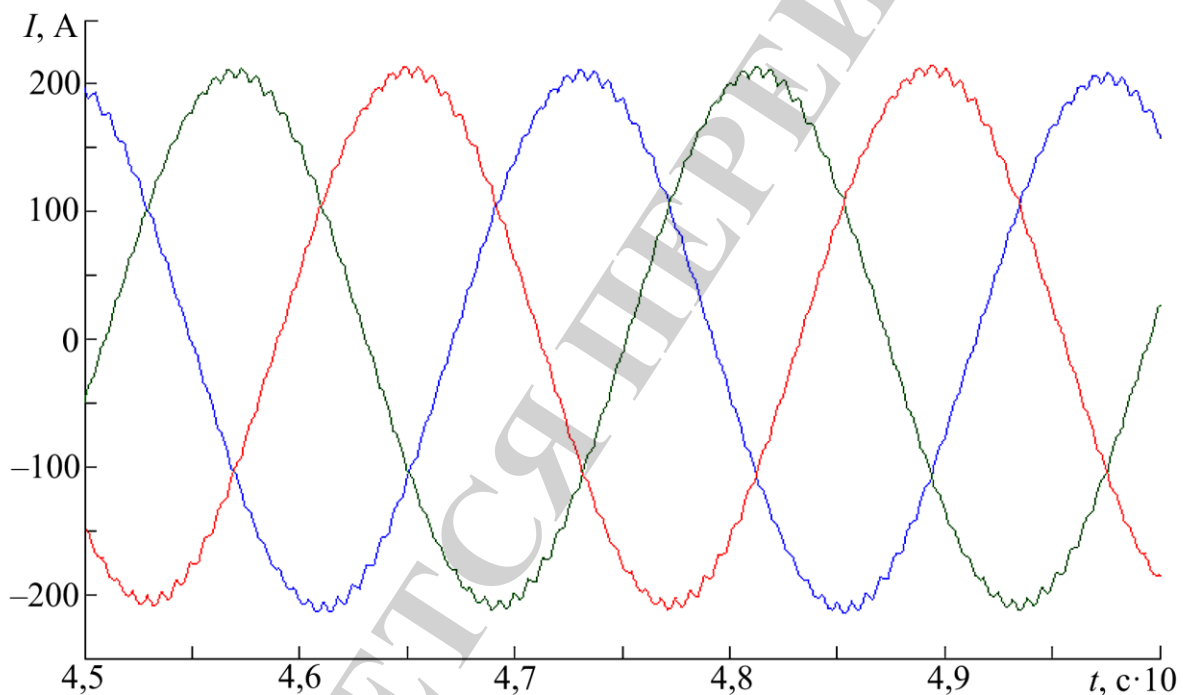


Рис. 11. Фазні струми тягового двигуна

Використовуючи вбудований у пакет Matlab-Simulink блок `powergui` здійснюється розкладання струму фази в ряд Фур'є. В такий спосіб визначається амплітуда струму на основній частоті інвертора, що безпосередньо бере участь у створенні електромагнітного моменту двигуна, та частоти й амплітуди вищих гармонійних складових фазного струму. Приклад розкладання в ряд Фур'є фазного струму, наведений на рис. 12.

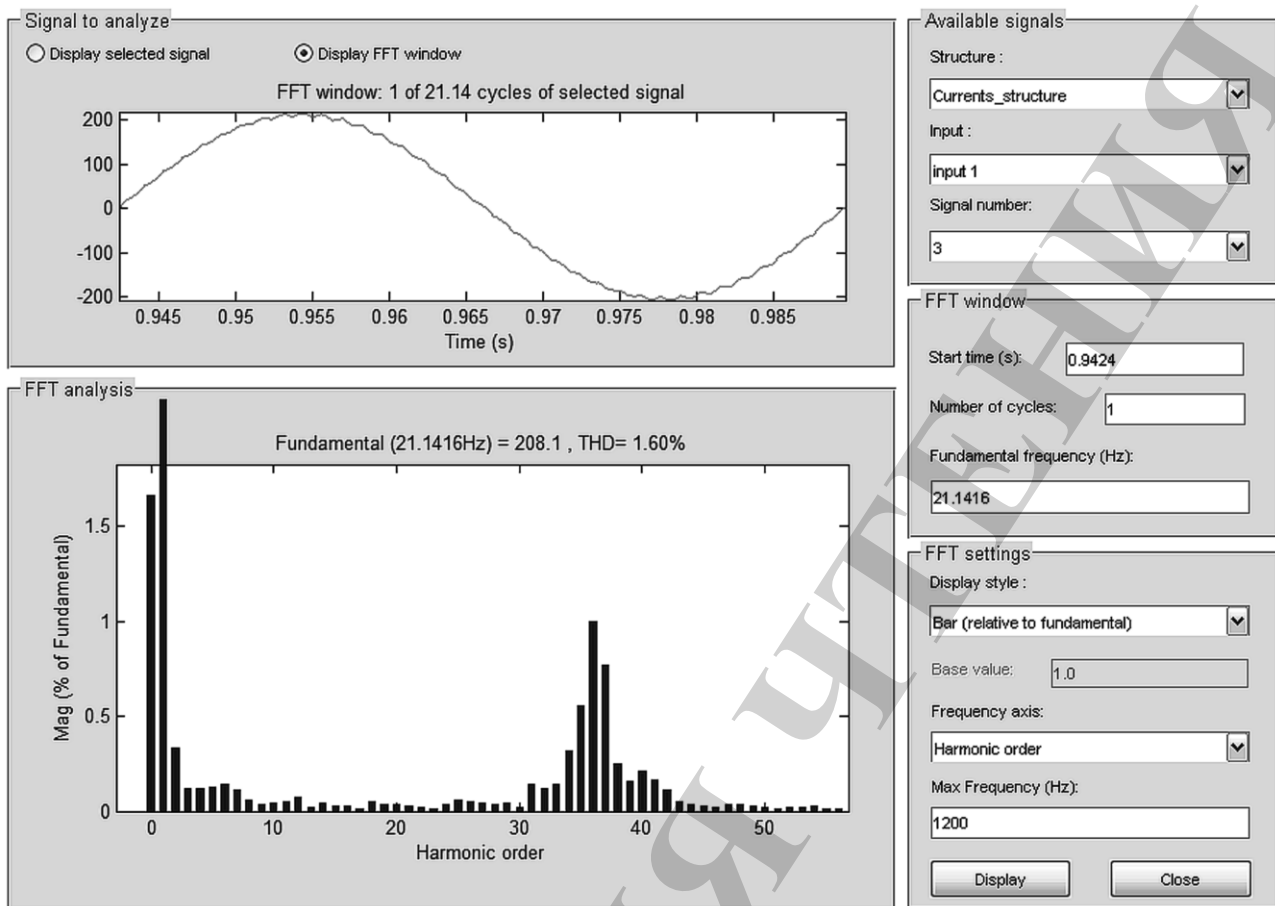


Рис. 12. Результати розкладання в ряд Фур'є фазного струму двигуна

На гістограмі розподілу амплітуд вищих гармонійних складових чітко виділяється колонка першої гармоніки, а також група гармонік від 34 до 37, що відповідають коливанням на тактовій частоті ШІМ. Останні дозволяють оцінити вплив обраного значення тактової частоти інвертора на втрати в двигуні.

На основі отриманих даних визначаються втрати в міді та сталі на основній частоті а також на вищих гармонійних, амплітуда яких перевищує 0,3 % від амплітуди основної частоти. Сума втрат на основній частоті та вищих гармонійних визначає повні втрати.

Розрахунок величини втрат здійснюється подібно до методики описаної в [7], відмінністю методики є використання розкладання фазного струму, отриманого в результаті імітаційного моделювання роботи тягового приводу.

Втрати в сталі спинки статора двигуна визначаються за формулою:

$$P_a = 2,7 \cdot B_a^2 \cdot mag^2 \cdot m_a \left[ 0,044 \cdot f_n + 5,6 \cdot \left( \frac{f_n}{100} \right)^2 \right], \quad (1)$$

де  $B_a$  – індукція в спинці статора,  $mag$  – амплітуда розглянутої гармоніки відносно першої,  $m_a$  – маса спинки статора,  $f_n$  – частота перемагнічування, що дорівнює частоті розглянутої гармоніки.

Індукція в спинці статора визначається виходячи з електромагнітного розрахунку двигуна в номінальному режимі в середовищі femm [28]. Визначення амплітуди та частоти гармонік описано вище, маса спинки статора обчислюється за виразом:

$$m_{al} = \frac{\pi}{4} \left( (D_{al} + 2h_{nl})^2 - D_1^2 - n_c \cdot d_c^2 \right) \cdot l_{\text{эф1}} \cdot \rho_{\text{ст}}, \quad (2)$$

де  $D_{al}$  – зовнішній діаметр статора, м,  $h_{nl}$  – висота пазів статора, м,  $D_1$  – внутрішній діаметр статора, м,  $n_c$  – число круглих вентиляційних каналів,  $d_c$  – діаметр круглих вентиляційних каналів, м,  $l_{\text{эф1}}$  – ефективна довжина пакета статора, м,  $\rho_{\text{ст}}$  – щільність електротехнічної сталі, кг/м<sup>3</sup>.

Для електротехнічної сталі обирається  $\rho_{\text{ст}}=7850$  кг/м<sup>3</sup>

Втрати в спинці статора дорівнюють:

$$Pa = 2,7 \cdot B_z^2 \cdot mag^2 \cdot m_z \left[ 0,044 \cdot f_n + 5,6 \cdot \left( \frac{f_n}{100} \right)^2 \right], \quad (3)$$

де  $B_z$  – індукція в зубцях статора, приймається рівній подвоєній індукції в спинці,  $mag$  – амплітуда розглянутої гармоніки відносно першої,  $m_z$  – маса зубців статора,  $f_n$  – частота перемагнічування, що дорівнює частоті розглянутої гармоніки.

Маса зубців статора дорівнює:

$$m_z = \frac{\pi}{4} \cdot l_{\text{эф1}} \cdot \rho_{\text{ст}} \left( D_{al}^2 - (D_{al}^2 - 2 \cdot h_{nl})^2 - S_{nl} \cdot z \right), \quad (4)$$

де  $D_{al}$  – зовнішній діаметр статора, м,  $h_{nl}$  – висота пазів статора, м,  $S_{nl}$  – площа паза статора, м<sup>2</sup>,  $z$  – число пазів статора,  $l_{\text{эф1}}$  – ефективна довжина пакета статора, м,  $\rho_{\text{ст}}$  – щільність електротехнічної сталі, кг/м<sup>3</sup>.

Втрати в міді від основної частоти та гармонійних складових визначаються за виразом:

$$P_m = 3 \cdot I_{\phi}^2 \cdot k_{\phi} \cdot R_{\text{ст}} \cdot t_r \cdot mag, \quad (5)$$

де  $I_{\phi}$  – струм фази основної частоти, А,  $k_{\phi}$  – коефіцієнт Фільда, що відповідає розглянутій гармоніці,  $R_{\text{ст}}$  – опір холодної обмотки статора,  $t_r$  – температурний коефіцієнт опору міді, дорівнює 1,58,  $mag$  – амплітуда розглянутої гармоніки відносно першої.

Коефіцієнти Фільда визначаються відповідно до вираження:

$$k_{\phi} = \frac{\phi(\xi) + \left( \frac{(m^2 - 1) \cdot \psi(\xi)}{3} - 1 \right)}{2} + 1, \quad (6)$$

де  $m$  – число елементарних провідників у пазу,  $\phi(\xi)$ ,  $\psi(\xi)$  – функції, що враховують витиснення струму, визначаються згідно:

$$\phi(\xi) = \xi \frac{sh2\xi + \sin 2\xi}{ch2\xi - \cos 2\xi}, \quad \psi(\xi) = 2\xi \frac{sh\xi - \sin \xi}{ch\xi + \cos \xi}, \quad (7)$$

де  $\xi$  – наведена висота провідника, її значення дорівнює:

$$\xi = h_{np} \left( \frac{b_{np} \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \lambda_M}{2 \cdot b_n} \right), \quad (8)$$

де  $h_{np}$  – висота елементарного провідника в пазу статора, м,  $b_{np}$  – ширина міді в пазу, м,  $b_n$  – ширина паза в штампі, м,  $\omega$  – кутова частота розглянутої гармонійної, рад/с,  $\mu_0$  – магнітна проникність міді, Гн/м,  $\lambda_M$  – питома провідність міді обмотки при очікуваному перевищенні температури,  $(\text{Ом} \cdot \text{м})^{-1}$ .

## 6. Обговорення результатів дослідження по визначенню електричних втрат тягового приводу

За описаною методикою було проведено моделювання роботи безредукторного тягового приводу електропоїзду на базі синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів потужністю 80 кВт. Були отримані залежності втрат в тяговому інверторі та двигуні від тактової частоти просторово-векторної ШІМ та швидкості руху.

Адекватність отриманих результатів підтверджується застосуванням апробованих методик моделювання на основі пакету Matlab-Simulink та апробованих методик визначення втрат у тягових двигунах [7], а також втрат у елементах інверторів [8–10], що широко використовуються у розрахунках тягового електрообладнання.

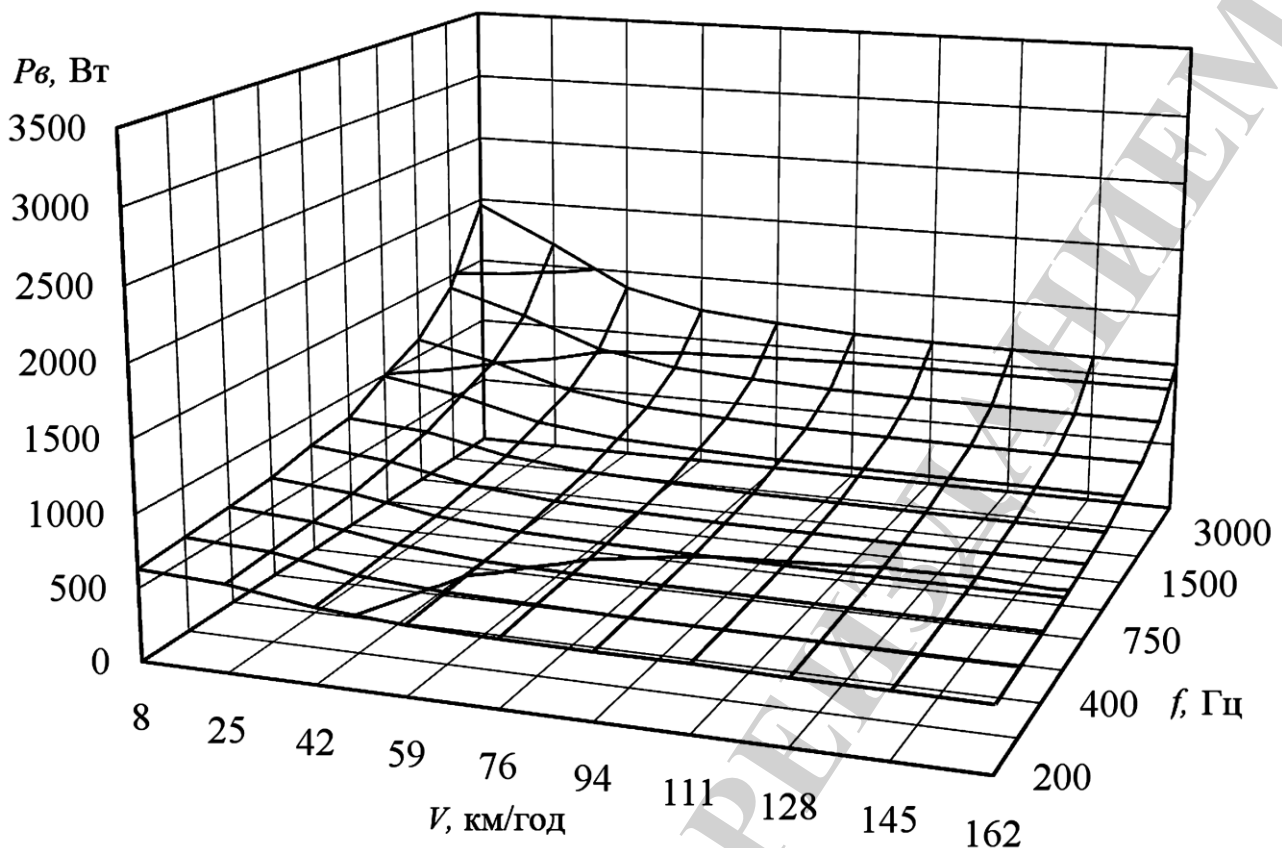


Рис. 13. Втрати в тяговому інверторі

Величина втрат в тяговому інверторі лежить в інтервалі від 630 до 1955 Вт. Згідно з рис. 13, втрати в інверторі зменшуються з ростом обертів тягового двигуна, що пояснюється зменшенням фазного струму, що протікає через силові ключі та снаберний резистор, тобто статичної складової втрат. Динамічна складова втрат в інверторі збільшуються несуттєво в проміжку тактових частот від 200 до 750 Гц, при подальшому збільшенні частоти спостерігається зростання втрат, що пояснюється збільшенням кількості переключень в силових приборах та спрацювань снаберної ланки.

Втрати в сталі тягового двигуна зображено на рис. 14. Величина втрат в сталі лежить в інтервалі від 70 до 1508 Вт. За графіком видно, що втрати збільшуються з ростом обертів тягового двигуна, що пояснюється збільшенням частоти основної гармоніки фазного струму. Змінення тактової частоти майже не впливає на величину втрат, що пояснюється відносно високою тактовою частотою просторово-векторної ШІМ на невеликих амплітудах вищих гармонік фазного струму.

Втрати в міді тягового двигуна зображено на рис. 15. Величина втрат лежить в інтервалі від 1100 до 3470 Вт. Найбільші втрати спостерігаються на швидкостях від 0 до 40 км/год, що пояснюється великим споживаним струмом тягового двигуна. Зі збільшенням тактової частоти просторово-векторної ШІМ інвертора втрати в міді зменшуються. Це можна пояснити зменшенням амплітуд вищих гармонійних фазного струму. Після зменшення фазного струму до номінального рівня втрати в міді стабілізуються.



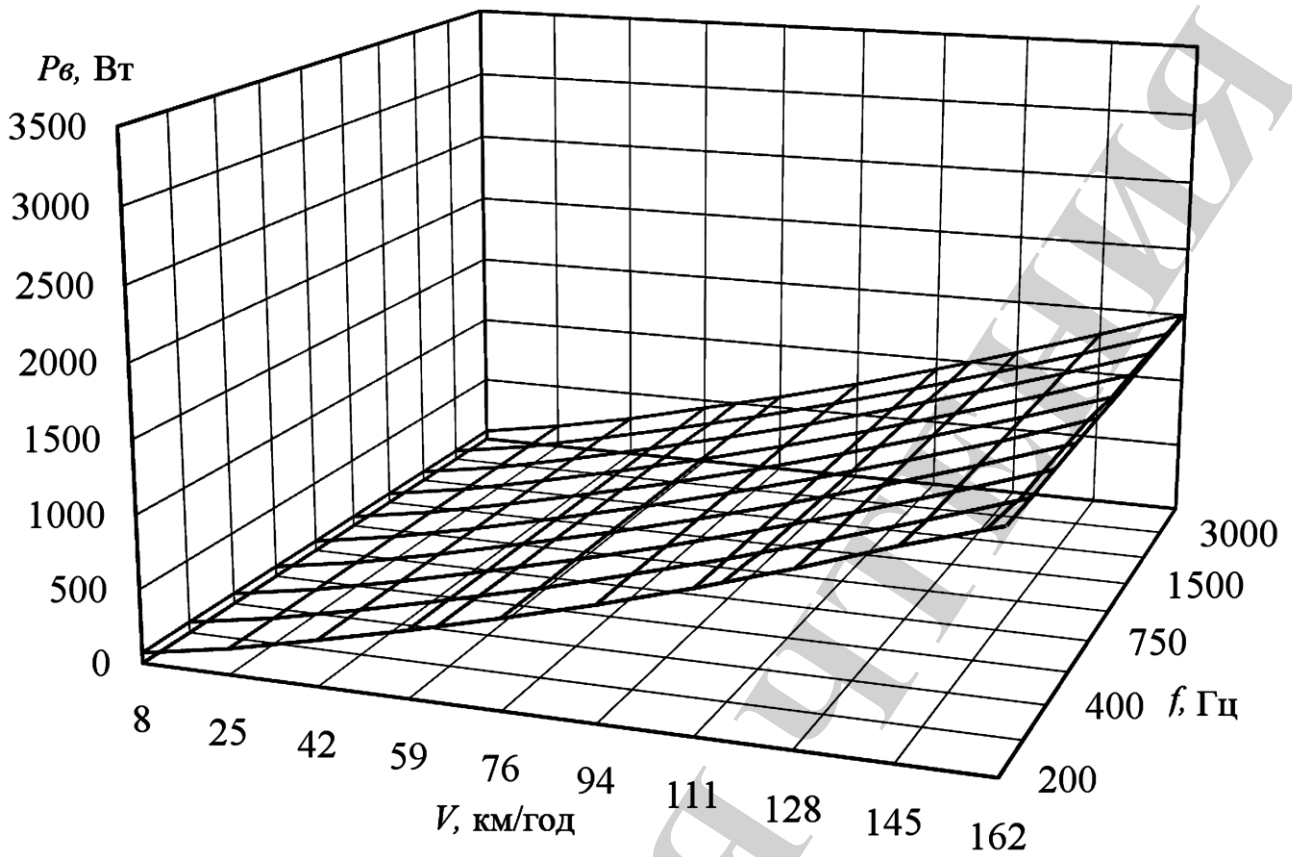


Рис. 14. Втрати в сталі тягового двигуна

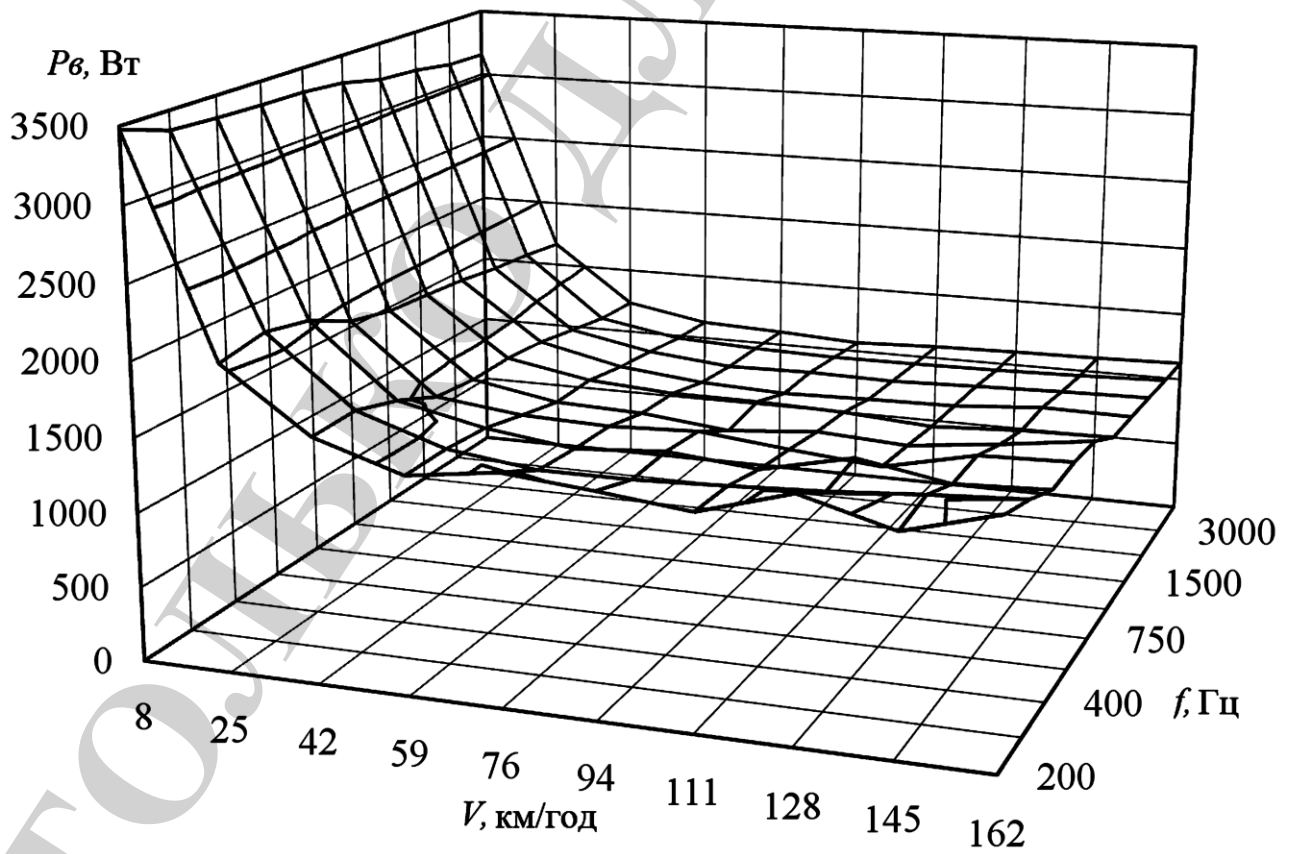


Рис. 15. Втрати в міді тягового двигуна

Сумарні втрати тягового приводу зображено на рис. 16. Величина втрат лежить в інтервалі від 2270 до 5200 Вт. Найбільші втрати спостерігаються на швидкостях від 0 до 25 км/год, що зумовлено роботою тягового приводу з пусковим струмом.

При подальшому збільшенні частоти обертання сумарні втрати стабілізуються на рівні 2500...3000 Вт. Після збільшення швидкості більше 110 км/год знов спостерігається ріст втрат, що зумовлено збільшенням складової втрат в сталі. Від тактової частоти просторово-векторної ШІМ інвертора загальні втрати ростуть несуттєво, знаходячись приблизно на одному рівні на інтервали 200...3000 Гц. При перевищенні тактовою частотою відмітки 3000 Гц спостерігається збільшення сумарних втрат, що зумовлено збільшенням складової втрат в інверторі.

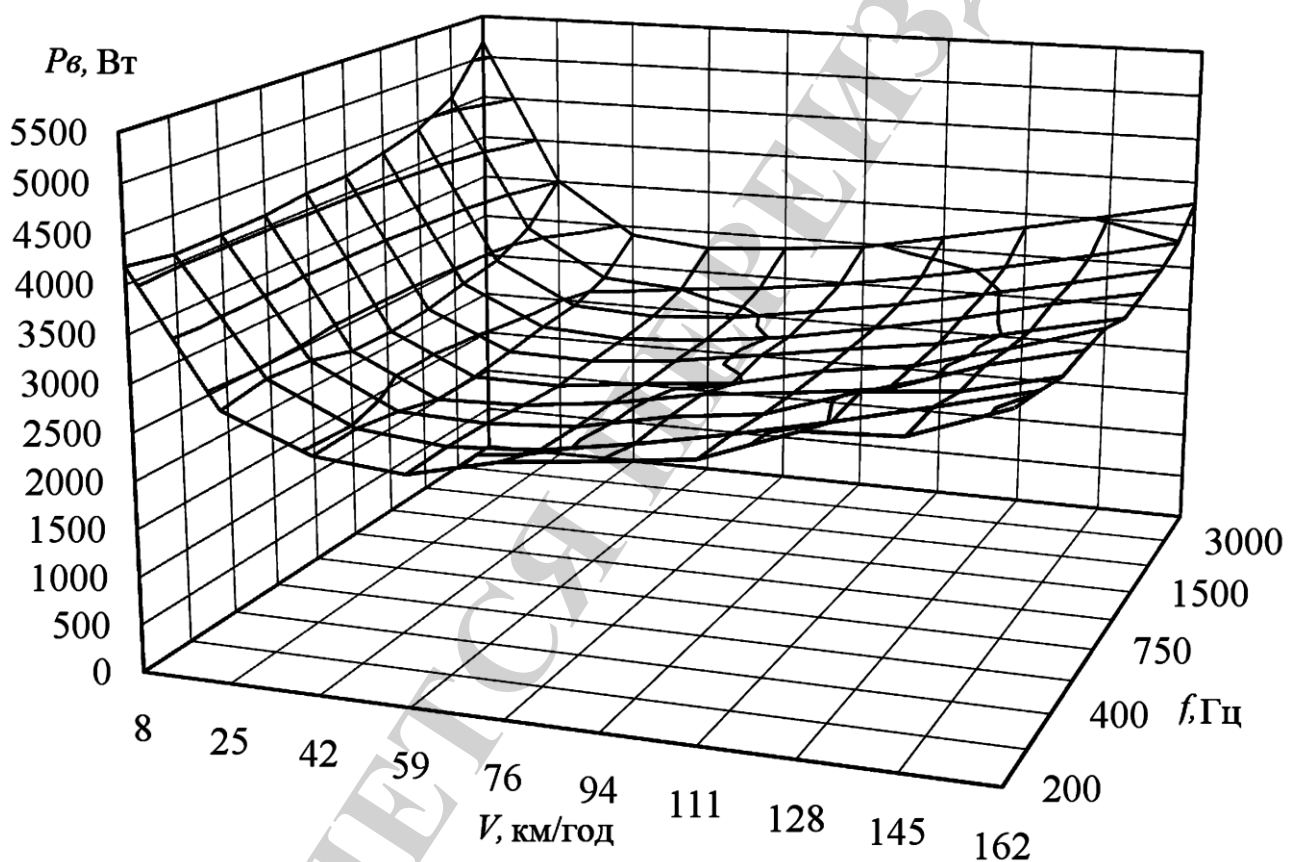


Рис. 16. Сумарні втрати тягового приводу

При подальшому збільшенні частоти обертання сумарні втрати стабілізуються на рівні 2500...3000 Вт. Після збільшення швидкості більше 110 км/год знов спостерігається ріст втрат, що зумовлено збільшенням складової втрат в сталі. Від тактової частоти просторово-векторної ШІМ інвертора загальні втрати ростуть несуттєво, знаходячись приблизно на одному рівні на інтервали 200...3000 Гц. При перевищенні тактовою частотою відмітки 3000 Гц спостерігається збільшення сумарних втрат, що зумовлено збільшенням складової втрат в інверторі.

Завдяки комплексному моделюванню тягового приводу та урахуванню залежності параметрів силових елементів інвертору від миттєвих значень струму через них забезпечено врахування взаємного впливу параметрів тягового двигуна та інвертору, а також впливу тактової частоти ШІМ на втрати в них.

Недоліком запропонованої методики є її відносна складність та великий час розрахунку. В подальшому розвитку цієї методики можливо врахування теплового стану як двигуна, так і інвертору, а також обчислення механічних втрат в елементах ходової частини електропоїзду.

Розроблену методика може бути покладена в основу задачі аналізу параметрів безредукторного тягового приводу електропоїздів на базі СДПМ. Задача аналізу є основною складовою частиною комплексу оптимізації параметрів тягового приводу за критеріями ефективності, які запропоновані авторами в [3, 4]. Її можливою сферою використання є системи керування безредукторним тяговим приводом приміських електропоїздів, трамваїв та рейкових автобусів.

## **7. Висновки**

1. Розроблено імітаційну модель приводу, в обчислювачі складових втрат інвертора якої внесено довідникові залежності параметрів транзисторів від струму та використано поточне миттєве значення струму. Такий підхід дозволяє отримати електричні втрати в інверторі при використанні різних типів IGBT-транзисторів, та при наявності в складі фазних струмів вищих гармонійних.

2. Створено методику визначення втрат в двигуні виходячи з форми фазного струму та параметрів двигуна. Отриманий при імітаційному моделюванні приводу фазний струм розкладається в ряд Фур'є, таким чином отримуються амплітуди основної та вищих гармонійних частот, згідно з якими розраховуються втрати в сталі та міді двигуна.

3. Визначено, що для розглянутого приводу втрати в тяговому інверторі збільшуються на 130...210 % при змінненні тактової частоти з мінімальної до максимальної величини. Втрати в сталі двигуна залежать майже виключно від швидкості руху електропоїзду та досягають максимуму в 1500 Вт при максимальній швидкості. Втрати в міді мають пікове значення в 3500 Вт на етапі початкового розгону та стабілізуються на рівні 1100...1400 Вт в подальшому. Збільшення тактової частоти з мінімальної до максимальної величини призводить до зменшення втрат в міді на 25 %. Величина сумарних втрат описується залежністю складної форми. Раціональна тактова частотою для розглянутого приводу лежить у межах 200...1000 Гц.

## **Література**

1. Energy Efficiency and its contribution to energy security and the 2030 Framework for climate and energy policy. Communication from the commission to the European Parliament and the Council. Brussels, 2014. 17 p. URL: [https://ec.europa.eu/energy/sites/ener/files/documents/2014\\_eec\\_communication\\_adopted\\_0.pdf](https://ec.europa.eu/energy/sites/ener/files/documents/2014_eec_communication_adopted_0.pdf)

2. Petrenko A. N., Liubarskiy B. G., Pliugin V. E. Determination of railway rolling stock optimal movement modes // *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2017. Issue 6. P. 27–31. doi: 10.20998/2074-272x.2017.6.04
3. Analysis of optimal operating modes of the induction traction drives for establishing a control algorithm over a semiconductor transducer / Liubarskiy B., Petrenko A., Shaida V., Maslii A. // *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2017. Vol. 4, Issue 8 (88). P. 65–72. doi: 10.15587/1729-4061.2017.109179
4. Optimization of thermal modes and cooling systems of the induction traction engines of trams / Liubarskiy B., Petrenko O., Iakunin D., Dubinina O. // *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2017. Vol. 3, Issue 9 (87). P. 59–67. doi: 10.15587/1729-4061.2017.102236
5. Quality assessment of control over the traction valve-inductor drive of a hybrid diesel locomotive / Buriakovskiy S., Babaiev M., Liubarskiy B., Maslii A., Karpenko N., Pomazan D. et. al. // *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2018. Vol. 1, Issue 2 (91). P. 68–75. doi: 10.15587/1729-4061.2018.122422
6. Цифровое моделирование тягового привода на основе синхронного тягового двигателя с возбуждением от постоянных магнитов / Любарский Б. Г., Зюзин Д. Ю., Демидов А. В., Глебова Т. В., Рябов Е. С. // *Вісник Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”*. 2007. № 37. С. 111–115.
7. Проектирование тяговых электрических машин: учеб. пос. / под ред. М. Д. Находкина. изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Транспорт, 1976. 624 с.
8. General Considerations for IGBT and Intelligent Power Modules // *Mitsubishi Application Notes*. 1998. URL: [http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/files/manuals/powermos3\\_0.pdf](http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/files/manuals/powermos3_0.pdf)
9. Zhang Y., Sobhani S., Chokhawala R. Snubber considerations for IGBT applications // *International Rectifier*. URL: <https://www.infineon.com/dgdl/trap-5.pdf?fileId=5546d462533600a401535748b5103fe8>
10. Ивахно В. В., Замаруев В. В., Ильина О. В. Выбор и расчет силовых полупроводниковых приборов полупроводникового преобразователя электрической энергии: учеб. метод. пос. Харьков, 2014. 72 с.
11. Расчет тягово-энергетических характеристик тепловозов: монография / Голубенко А. Л., Новиков В. М., Басов Г. Г., Тулуп В. А., Тасанг Э. Х. Луганск: из-во «Ноулидж», 2011. 423 с.
12. Дворівневий інвертор з покращеною формою вихідної напруги / Гусевський Ю. І., Лутай С. М., Мастепан А. Г., Пашинська Ю. В. // *Збірник наукових праць Українського державного університету залізничного транспорту*. 2015. Вип. 153. С. 12–20.
13. A Lookup Table Based Loss Minimizing Control for FCEV Permanent Magnet Synchronous Motors / Lee J.-G., Nam K.-H., Lee S.-H., Choi S.-H., Kwon S.-W. // *Journal of Electrical Engineering and Technology*. 2009. Vol. 4, Issue 2. P. 201–210. doi: 10.5370/jeet.2009.4.2.201
14. Maximum Efficiency Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines for Electric Vehicles / Guo Q., Zhang C., Li L., Zhang J., Wang M. // *Energy Procedia*. 2017. Vol. 105, Issue 2267–2272. doi: 10.1016/j.egypro.2017.03.650

15. Design and Implementation of a Loss Optimization Control for Electric Vehicle In-Wheel Permanent-Magnet Synchronous Motor Direct Drive System / Guo Q., Zhang C., Li L., Zhang J., Wang M. // *Energy Procedia*. 2017. Vol. 105. P. 2253–2259. doi: 10.1016/j.egypro.2017.03.644
16. A PWM for Minimum Current Harmonic Distortion in Metro Traction PMSM With Saliency Ratio and Load Angle Constrains / Zhang Z., Ge X., Tian Z., Zhang X., Tang Q., Feng X. // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2018. Vol. 33, Issue 5. P. 4498–4511. doi: 10.1109/tpel.2017.2723480
17. Efficiency Enhancement of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives by Online Loss Minimization Approaches / Cavallaro C., DiTommaso A. O., Miceli R., Raciti A., Galluzzo G. R., Trapanese M. // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2005. Vol. 52, Issue 4. P. 1153–1160. doi: 10.1109/tie.2005.851595
18. Maswood A. I. A switching loss study in SPWM IGBT inverter // 2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference. 2008. doi: 10.1109/pecon.2008.4762548
19. System Efficiency Improvement for Electric Vehicles Adopting a Permanent Magnet Synchronous Motor Direct Drive System / Zhang C., Guo Q., Li L., Wang M., Wang T. // *Energies*. 2017. Vol. 10, Issue 12. P. 2030. doi: 10.3390/en10122030
20. Sato D., Itoh J. Total loss comparison of inverter circuit topologies with interior permanent magnet synchronous motor drive system // 2013 IEEE ECCE Asia Downunder. 2013. doi: 10.1109/ecce-asia.2013.6579149
21. An energy loss model based temperature estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) / Dilshad M. R., Ashok S., Vijayan V., Pathiyil P. // 2016 2nd International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB). 2016. doi: 10.1109/aeicb.2016.7538266
22. Power Loss Calculation and Thermal Modelling for a Three Phase Inverter Drive System / Zhou Z., Khanniche M. S., Igc S., Towers S. M., Mawby P. A. // *J. Electrical Systems*. 2005. Vol. 1-4. P. 33–46.
23. Герман-Галкин С. Г. *Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК*. СПб.: КОРОНА-Век, 2008. 368 с.
24. *Правила тяговых расчетов для поездной работы*. М.: Транспорт, 1985. 287 с.
25. Гельман М. В., Дудкин М. М., Преображенский К. А. *Преобразовательная техника: уч. пос.* Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. 425 с.
26. Козаченко В. Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам // *CHIP NEWS*. 1999. № 1 (34). С. 2–9.
27. 2MBI400VD-120-50 IGBT module (V series) 1200V/400A/2 in one package // Fuji Electric. URL: [http://www.fujielectric-europe.com/downloads/2MBI400VD-120-50\\_1734273.PDF](http://www.fujielectric-europe.com/downloads/2MBI400VD-120-50_1734273.PDF)
28. Meeker D. *Finite Element Method Magnetics Version 4.2* // 2015. URL: <http://www.femm.info/Archives/doc/manual42.pdf>