

МАТЕРІАЛІ

**І Міжнародної
науково-практичної
конференції**

**"НАУКОВИЙ
ПОТЕНЦІАЛ
СВІТУ '2004"**

1-15 листопада 2004 року

Матеріали Першої Міжнародної науково-практичної конференції “Науковий потенціал світу ‘2004”. Том 61. Технічні науки. - Дніпропетровськ: Наука і освіта, 2004. - 80 с.

ISBN 966-7191-86-9

У збірнику містяться матеріали І Міжнародної науково-практичної конференції “Науковий потенціал світу ‘2004” з технічних наук.

Для студентів, аспірантів та викладачів.

ISBN 966-7191-86-9

**© Колектив авторів, 2004
© Наука і освіта, 2004**

ефіцієнти при непарних степенях стохастичного полінома, тому що вони дорівнюють відповідним коефіцієнтам при степеневі полінома на одиницю більшому від вказаного. Як і очікувалося, така закономірність збереглась і для випадку ексцесної завади 2-го типу. Отже, при п'ятій та шостій степенях стохастичного полінома рівняння для знаходження оцінки параметра постійного сигналу будуть однаковими, але більш складними в порівнянні з степенями $s = 3$ і $s = 4$.

Алгоритми, отримані в даній роботі, є новими, відрізняються від класичної оцінки у вигляді вибіркового середнього і містять вибіркові степеневі статистики вищих порядків. Зі збільшенням степені полінома ускладнюються рівняння максимізації полінома, але разом з тим використовується більш повний опис негауссівської завади.

Література:

1. Кунченко Ю. П. Полиномиальные оценки параметров близких к гауссовским случайных величин. Часть 1. Стохастические полиномы, их свойства и применение для нахождения оценок параметров. – Черкаси: ЧИТИ, 2001. – 133 с.
2. Кунченко Ю.П., Гавриш О.С., Гончаров А.В. Алгоритми вимірювання параметра постійного сигналу, оптимальні в класі поліноміальних перетворень при асиметричній заваді 1-го типу // Вісник ЧДТУ. – 2003. – №2.– С. 23-28.
3. Кунченко Ю.П., Гончаров А.В., Салипа С.В. Поліноміальна оцінка параметра постійного сигналу при адитивній взаємодії з ексцесовою завадою 1-го типу // Вісник ЧДТУ. – 2004. – №3.

Дрючин О.О., Рудик А.В., Возняк О.М.
Вінницький національний технічний університет
**ОСОБЛИВОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ IGBT
В ІМПУЛЬСНИХ СИСТЕМАХ КЕРУВАННЯ**

Реалізація ефективного контролю потоку енергії в системах автоматичного керування та в перетворювальній техніці неможлива без використання потужних елементів комутації, які працюють в імпульсному режимі. Довгий час основним активним елементом таких комутаторів були тиристори, а також ключові біполярні або МОН-транзистори. Не зупиняючись на недоліках тиристорів, які постійно віддають свої позиції в галузі потужних і надпотужних пристрій на користь транзисторів, слід відзначити основні недоліки транзисторів:

- біполярних (БТ): велика потужність керування та відносно малі пропускні напруги;
- уніполярних (польових) (ПТ): відносно мала робоча напруга та збільшення опору каналу у високовольтних пристрій.

Компромісним рішенням між біполярними та уніполярними транзисторами є так звані біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ) або IGBT

(Insulated Gate Bipolar Transistor), які функціонально поєднують властивості польового транзистора по входу та біполярного транзистора по виходу.

Нові технології при виготовленні IGBT та силових модулів на їх основі дозволяють комутувати струми до 1000 А при робочих напругах до 3 кВ [1].

Характерною особливістю IGBT є відносно мале значення опору відкритого транзистора $R_{DS(on)}$ і його слабка залежність від припустимої напруги, що при потужності розсіювання в одиниці кВт дозволяє працювати з перенавантаженнями за струмом.

Наприклад, IGBT модуль широкого використання фірми EUPEC (дочірня фірма корпорації SIEMENS) типу BSM400GA 120DLC має залишкову напругу $U_{CE(sat)} = (2.1 \div 2.6)$ В при струмах $(300 \div 600)$ А. Припустима напруга модуля складає $U_{CES} = 1200$ В, а струм перенавантаження, що повторюється, $I_{CRM} = 800$ А при потужності розсіювання $P_{tot} = 2500$ Вт.

З точки зору динамічних характеристик IGBT деякою мірою поступаються біполярним транзисторам та МОН, тому що час затримки включення $t_{d.ON}$ та час зростання струму t_r складають до 90 нс для одного модуля, а час затримки включення і час спаду, відповідно $t_{d.OFF}$ та t_f , відповідно 540 та 60 нс. Вхідна ємність C_{GE} має відносно велике значення 26 пФ. В той самий час, на відміну від ПТ та БТ, модуль протягом 10 мкс витримує струм короткого замикання $I_{SC} = 2350$ А, що дозволяє зменшити вимоги до швидкодії системи захисту.

У випадку застосування модуля, враховуючи його вартість, необхідно максимально ефективно використовувати його енергетичні можливості, а для зменшення габаритів елементів фільтрації та накопичення енергії збільшувати частоту комутації. Критерієм ефективності використання може бути наближення загальної потужності Р до загальної потужності розсіювання

$$P = P_{SW} + P_{ST} = (W_{ON} + W_{OFF}) \cdot f + I_C U_{CE(sat)} D \leq P_{tot}, \quad (1)$$

де $P_{SW} = (W_{ON} + W_{OFF}) \cdot f$ – динамічні втрати, що визначаються через енергії втрат включення W_{ON} та виключення W_{OFF} ; $P_{ST} = I_C U_{CE(sat)} D$ – квазістатичні втрати на відносній довжині робочого циклу D.

Співвідношення (1) є основним для визначення частоти і струму колектора в статичному режимі I_C . Згідно з цим співвідношенням 400-амперний модуль може працювати з струмом 600 А при $W_{ON} = 38$ мДж та $W_{OFF} = 51$ мДж з частотою 12 кГц, а з струмом 400 А на частоті 17 кГц при $D_{max} = 0.9$. Однак значення втрат мають бути скорегованими для робочого режиму I_{CW} U_{CW} за функціональними залежностями або перераховані за наближеними виразами:

$$W_W = W \cdot \frac{U_{CW}}{U_C} \cdot \frac{I_{CW}}{I_C}; \quad P_{ST} = I_C U_{CE(sat)} D_{max}. \quad (2)$$

Після визначення частоти, струму і робочої напруги обов'язково необхідно перевірити температуру переходу T_J :

$$T_J = (P_{SW} + P_{ST}) \cdot R_{th} + T_C \leq T_{J\text{прип}}, \quad (3)$$

де R_{th} – тепловий опір переходу чіп – корпус; T_C – температура корпусу під час експлуатації.

Попередні дані Р та Т_J мають бути скореговані з врахуванням додаткових втрат на “хвостовий” струм I_F, час встановлення зворотного опору діода t_{rr}, викид напруги на колекторі U_{CCM} під час вимикання IGBT, а також на вплив ємності Міллера C_{CE}. Більшість цих факторів залежать як від самого модуля, так і від схемної та конструктивної реалізації регулятора. В результаті зменшення їх впливу зводиться до зменшення динамічних втрат і забезпечення руху робочої точки IGBT в межах області безпечної роботи ОБР. Таку траєкторію мають сформувати пристрій керування ключем (драйвер затвору DG) та зовнішні елементи корекції в колі колектора.

Аналіз джерел фірм-виробників [1; 2] та експериментальні дослідження електроприводу постійного струму на 60 кВт у Вінницькому ТТУ показали, що при роботі в граничних режимах при використанні фірмових DG все ще неможливо відмовитись від зовнішніх елементів корекції: обмежувачів напруги і RC та RCD кіл, які мають відносно великі габарити і розсіюють додаткову потужність. Крім того, вихідні кола драйвера обов’язково мають бути доповнені такими зовнішніми колами, як:

- кола формування струмів заряду та розряду для зменшення викидів напруги та її похідних;
- кола затримки сигналу короткого замикання для ліквідації впливу демпфірувальних кіл;
- кола обмеження напруги затвору для зменшення впливу ефекту Міллера;
- кола захисту від пробою на корпус (враховуючи вартість модулів).

Така кількість зовнішніх кіл корекції приводить або до доцільності розробки користувачем власного DG при роботі потужних ключів в граничних режимах, або до використання уніфікованих DG фірм-виробників при їх роботі на рівні (75...80)% від граничних.

Література:

1. EUPEC DATA CD, JUNE 1999.
2. International Rectifier. IGBT Design Guide. Vol.1, APRIL 1998.

Дрючин О.О., Рудик А.В., Возняк О.М.

Вінницький національний технічний університет

СИСТЕМА КОНТРОЛЮ І КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ

Асинхронні двигуни (АД) є найбільш дешевими серед інших виконавчих двигунів електроприводів, однак наявність “жорстких” характеристик суттєво обмежує їх використання в електроприводах з “гнучкими” характеристиками (транспортних, верстатних і т.і.). Основним чинником такого обмеження є залежність моменту на валу двигуна M від частоти обертання ротора f₂ [1]:

$$M_1 f_{21} = M_2 f_{22} = \text{const.} \quad (1)$$

Остання обставина вимагає одночасно зі зміною частоти змінювати і напругу живлення відповідно до закону Костенко