

АНАЛІЗ РОБОТИ ДВОКОНТУРНОГО АВТОГЕНЕРАТОРНОГО ВИХРОСТРУМОВОГО ДЕФЕКТОСКОПА В РЕЖИМІ ПЕРЕРИВЧАСТОЇ ГЕНЕРАЦІЇ

В.М. Учанін

Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка НАН України. 79060, м. Львів, вул. Наукова 5. E-mail: vuchanin@gmail.com

Своєчасне застосування засобів неруйнівного контролю відповідальних конструкцій сучасної техніки є важливим фактором забезпечення їх безпечної та безаварійної експлуатації. Засоби вихрострумове контролю не мають альтернативи для безконтактного виявлення тріщин в авіаційних конструкціях. Для виявлення поверхневих тріщин (у тому числі через шар діелектричного покриття) використовують автогенераторні вихрострумові дефектоскопи, які працюють на робочих частотах понад 1 МГц. Для створення таких дефектоскопів перспективним є використання двоконтурної коливальної системи, яка працює у режимі переривчастої генерації. У роботі досліджено нові технічні рішення, зокрема схему автогенератора на польовому транзисторі з ізольованим затвором, схему керування частотою генерації та схему регенерації коливань автогенератора. Показано їх переваги щодо чутливості порівняно із традиційними схемами. Проаналізовані технічні рішення використано для створення автогенераторних вихрострумів дефектоскопів для виявлення поверхневих тріщин типу ВД 3.03Н, ВД 3.02Н, ВД 4.01Н і ВД 4.03Н, які пройшли державні випробування і широко використовуються, зокрема, для технічного обслуговування літаків ДП «Антонов» та авіаційних двигунів ДП «Івченко-Прогрес» і ПАТ «Мотор-Січ». Передбачається використання даних технічних рішень у новому автогенераторному дефектоскопі з функціями автоматичного налаштування на заданий методикою контролю рівень чутливості та її індикації. Бібліогр. 15, табл. 2, рис. 13.

Ключові слова: вихрострумівий неруйнівний контроль, автогенераторний вихрострумівий дефектоскоп, поверхневі тріщини, переривчаста генерація, двоконтурний коливальний контур, регенерація коливань

Вступ. Надійність і безпека відповідальних конструкцій та вузлів сучасної техніки у значній мірі залежить від своєчасного застосування засобів неруйнівного контролю (НК) у процесі їх виробництва та експлуатації, що особливо важливо в умовах збільшення термінів експлуатації і робочих навантажень, впливу агресивних середовищ тощо. Засоби вихрострумове НК із використанням робочих частот понад 1 МГц традиційно використовують для безконтактного виявлення неглибоких тріщин металевих конструкцій [1, 2]. У той же час вихрострумівий метод має суттєву чутливість до низки факторів (окрім дефектів), які впливають на вихідний сигнал ВСП. Серед таких факторів зазначимо зміни питомої електропровідності (ПЕП) і магнітної проникності матеріалу ОК, вплив краю об'єкта контролю (ОК), варіації геометричних параметрів та зазору між вихрострумівим перетворювачем (ВСП) і поверхнею ОК. Зміни зазору і нахилу ВСП під час ручного контролю вважаються найшкідливішим джерелом помилкових спрацювань апаратури контролю. Зміни зазору, викликані різною шорсткістю поверхні ОК або варіаціями товщини діелектричного покриття, також можуть призвести до помилкових спрацювань вихрострумівого дефектоскопа (ВД). Тому для отримання достовірних результатів контролю важливо забезпечити високий рівень

заглушення ефекту зазору і просту інтерпретацію результатів контролю.

Для вихрострумівого дефектоскопії конструкцій і виробів у різних галузях промисловості широко використовують автогенераторні ВД [1–8]. Загальною особливістю таких ВД є включення параметричного ВСП в якості елемента коливального контуру автогенератора (АГ), який являє собою нелінійний резонансний підсилювач, охоплений колом додатного зворотного зв'язку [9]. Дефектоскопи цього типу з'явилися ще у середині 50-х років минулого сторіччя, що було пов'язано з освоєнням виробництва важких літаків і потужних авіаційних двигунів [1]. Наприкінці 80-х років минулого сторіччя серійно випускались автогенераторні ВД типу ПРОБА-5 і ТВД-А, які дотепер успішно працюють на деяких підприємствах [1, 3, 4]. Автогенераторні ВД характеризуються високою чутливістю до поверхневих дефектів, можливістю відлаштування від впливу змін зазору, автономним живленням, невеликими габаритами і вагою. Запропоновано багато варіантів побудови автогенераторних ВД, кожен з яких має свої недоліки і переваги. Порівняльний аналіз різних варіантів побудови та класифікацію автогенераторних ВД наведено у роботі [10].

Колівальна система автогенераторного ВД може складатися з одного або двох резонансних контурів. Одноконтурні АГ будувалися за схе-

мою із загальною базою і ємнісним зворотним зв'язком. Двоконтурні автогенераторні ВД мають кращі метрологічні характеристики за рахунок гнучкішого переналаштування у різні режими. Важливою відмінністю двоконтурних ВД є залежність коефіцієнта зворотного зв'язку від частоти, що можна використати для заглушення впливу зміни зазору між ВСП і поверхнею ОК [1, 8, 10, 11]. Важливою ознакою автогенераторних ВД є також вид коливань, що генеруються автогенератором. У деяких моделях ВД, наприклад ВД-22Н (ПРОБА-5), використовують незагасаючі безперервні коливання [3]. Перспективнішим виглядає використання переривчастих коливань, які формуються за умови, коли постійна часу кола автоматичного зміщення $\tau_3 = R_3 \cdot C_p$ (R_3 і C_p – опір резистора та ємність розділювальної ємності у колі затвору) буде більша за постійну часу робочого коливального контуру $\tau_k = 2L/R$ (L і R – індуктивність і активний опір обмотки ВСП), тобто за умові $\tau_3 \gg \tau_k$ [1, 4, 8, 10]. Додатковою перевагою таких ВД є можливість побудувати звукову змінно-тональну індикацію без застосування керованих напругою низькочастотних генераторів. Більш того, ВД з переривчастими коливаннями за рахунок змінно-тональної індикації дозволяють контролювати перевищення зазору на слух [4]. Частота проходження серій високочастотних коливань при зміні внесеного опору ВСП змінюється, так як параметри ВСП впливають на постійну часу робочого контуру. Вибором величини постійної часу кола автоматичного зміщення можна встановити частоту проходження серії високочастотних коливань у звуковому діапазоні. Додатковою перевагою ВД із переривчастими коливаннями є економічність, так як активний елемент не споживає енергію під час перерваної генерації, що важливо для ВД з автономним живленням. Спосіб отримання переривчастих коливань визначається вибором значень RC -елементів автоматичного зміщення у затворному (базовому) колі транзистора [1]. Наведений короткий огляд висвітлює ефективність побудови автогенераторних ВД на основі використання двоконтурних коливальних схем у режимі переривчастої генерації [8, 10, 11].

Метою цієї роботи є аналіз технічних рішень, напрацьованих під час розробки вітчизняних автогенераторних ВД типу ВД 3.03Н, ВД 3.02Н, ВД 4.01Н і ВД 4.03Н (Леотест ВД). Йдеться про вдосконалену схему АГ, схему керування частотою автогенератора (СКЧА) і схему регенерації коливань автогенератора (СРКА).

1. Розробка та дослідження вдосконаленої схеми автогенератора ВД. У багатьох відомих автогенераторних ВД у якості активного елемента найчастіше використовують біполярні транзистори

або польові транзистори із закритим $p-n$ -переходом. Проведений аналіз показав, що ефективну схему автогенераторного ВД можна створити на основі польових транзисторів з ізольованим затвором, у яких коло зворотного зв'язку практично не навантажується вхідним опором активного елемента (Учанін В.М., Черленевський В.В. Вихрострумовий дефектоскоп. України пат. 39207, 2009, Бюл. № 3). Запропонована схема (рис. 1) складається з двоконтурного АГ 1, який має робочий контур 2 із включеним у нього ВСП параметричного типу 3 і опорний контур 7. Автогенератор 1 виконано на польовому транзисторі з ізольованим затвором 9, у коло автоматичного зміщення якого паралельно резистору 8 додатково включено діод 6. Між виходом АГ 1 і блоком живлення 12 включено СРКА 10. До виходу АГ 1 підключено блок звукової індикації 11. У робочий контур АГ може бути включений варикап 4, керований вхід якого підключений до блоку живлення 10 через блок керованої постійної напруги, виконаний у вигляді потенціометра 5.

Дослідження сигналів запропонованої схеми на відповідність режиму переривчастої генерації проводили за допомогою цифрового осцилографа TDS 1012 із модулем зв'язку з комп'ютером типу TDS 2CMA [12]. Сигнали реєстрували у стоку польового транзистора VT1 (рис. 1) при підключенні у робочий контур параметричного ВСП [11]. Використовували СЗ типу СОП 5-1 з алюмінієвого сплаву зі штучним дефектом довжиною 2 мм, глибиною 0,5 мм і розкриттям 0,1 мм. На рис. 2 наведено сигнали, отримані при розміщенні ВСП на відстані від СЗ (у «повітрі») (рис. 2, а) і в бездефектній зоні СЗ (рис. 2, б), з часом розгортки 2,5 мс/под. ВД попередньо налаштували на максимальну чутливість до дефектів у досліджуваному матеріалі. Як бачимо, характер сигналу при розміщенні ВСП у «повітрі» і на поверхні СЗ не змінюється. При цьому при розміщенні ВСП у «повітрі» період слідування серій високочастотних коли-

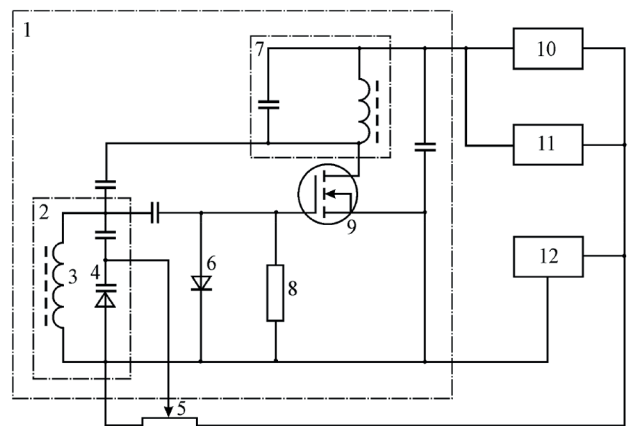


Рис. 1. Схема автогенераторного ВД на польовому транзисторі з ізольованим затвором

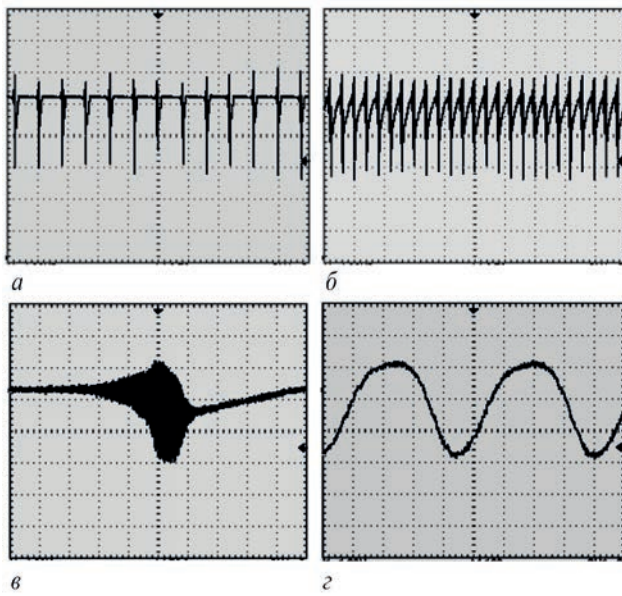


Рис. 2. Сигнали у стоку польового транзистора під час розміщення ВСП у «повітрі» (а) та у бездефектній зоні СЗ за частоти розгортки 2,5 мс/под (б), 50 мкс/под (в) і 100 нс/под (г) вань складає 2 мс (частота $F = 500$ Гц), а при розміщенні ВСП на СЗ період слідування серій високочастотних коливань зменшується вдвічі до 1 мс (частота $F = 1$ кГц). Амплітуда сигналів при встановленні ВСП на СЗ збільшується несуттєво. Розглянемо детальніше структуру сигналів, коли час розгортки осцилографу під час розміщення ВСП у «повітрі» зменшено з 2 мс/под (рис. 2, а) до

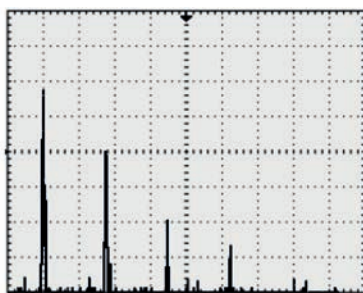


Рис. 3. Спектр сигналу у стоку польового транзистора за розміщення ВСП у «повітрі»

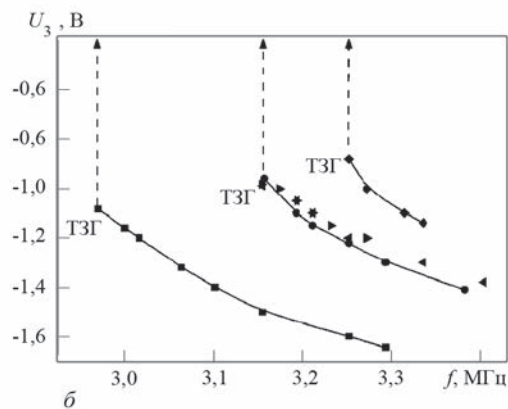
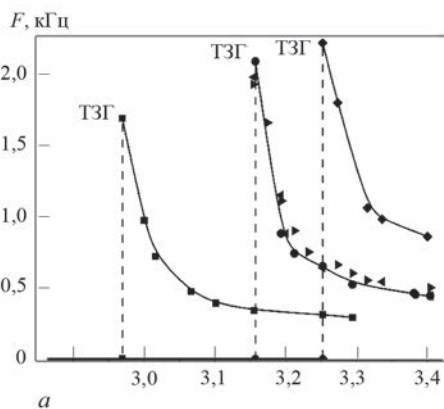


Рис. 4. Залежність частоти F слідування серій високочастотних коливань (а) і напруги зміщення U_3 (б) АГ у діапазоні контролю низькопровідних матеріалів від робочої частоти f під час розміщення ВСП у «повітрі» (■) і на СЗ з ПЕП 0,54 МСм/м (◄); 0,94 МСм/м (►); 2,05 МСм/м (●) та сталі 45 (◆)

50 мкс/под (рис. 2, в) та 100 нс/под (рис. 2, г), тобто зображення «розтягнуто» по шкалі часу у 40 і 20000 разів відповідно. Високочастотне заповнення імпульсу переривчастої генерації АГ (рис. 2, а) можна детальніше побачити за зменшення часу розгортки до 100 нс (рис. 2, г). Сигнали заповнення мають близьку до синусоїдальної форму частотою 2,2 МГц (рис. 2, г).

На рис. 3 показано спектр сигналу, наведеного вище на рис. 2, отриманий за допомогою цифрового осцилографу TDS 1012, який дозволяє реалізувати операцію швидкого перетворення Фур'є [12]. На спектрі сигналу видно складові, що зменшуються за амплітудою, відстань між якими на частотній осі складає 2,2 МГц, що відповідає частоті високочастотного заповнення імпульсу на рис. 2, г.

Розглянемо залежності напруги зміщення U_3 і частоти слідування серій високочастотних коливань F від частоти f високочастотних коливань АГ (рис. 2). Частоту f і частоту слідування серій високочастотних коливань F вимірювали цифровим осцилографом типу TDS 1012 шляхом підключення до стоку транзистора VT1 через подільник напруги 1:10. Напругу зміщення U_3 вимірювали на затворі транзистора VT1 (рис. 1) цифровим мультиметром M890F із внутрішнім опором 20 МОм/В, який для виключення впливу паразитної ємності щупу підключали через резистор величиною 1 МОм. Частоту f змінювали шляхом регулювання ємності робочого контуру АГ. Дослідження проводили при розміщенні ВСП у «повітрі», а також після встановлення ВСП на СЗ з неферомагнітного сплаву з ПЕП від 0,54 до 51,9 МСм/м і на СЗ із феромагнітної сталі 45 для двох режимів контролю, що відповідають високопровідним (алюмінієві сплави) та низькопровідним (титанові сплави, сталі) матеріалам. Для кожного досліджуваного матеріалу і режиму налаштування АГ визначали точку зриву генерації (ТЗГ на рис. 4, 5).

Аналіз залежностей на рис. 4, 5 показує, що зрив коливань АГ для СЗ із різною ПЕП для кож-

ного режиму налаштування АГ (і групи матеріалів) має місце при однаковій робочій частоті f і напрузі зміщення U_3 . У режимах контролю низькопровідних і високопровідних матеріалів АГ генерує стабільні високочастотні коливання відповідно на робочих частотах 3,4 і 2,2 МГц, що відповідає початку діапазонів досліджуваних частот. При зменшенні частоти f (робочої частоти) і відповідному збільшенні різниці резонансних частот робочого і опорного контурів Δf умови генерації погіршуються. Це призводить спочатку до поступового збільшення частоти слідування імпульсів F і зриву генерації (ТЗГ), який показано на рис. 4, а і 5, а вертикальною пунктирною лінією. Крутизна залежностей при наближенні до точки зриву генерації збільшується, що підтверджує високу чутливість автогенератора при налаштуванні у режим, близький до цієї точки (ТЗГ на рис. 4, 5). При зниженні робочої частоти f за рахунок погіршення умов генерації і зменшення амплітуди високочастотних коливань напруга зміщення U_3 зменшується до досягнення певного значення, при якому має місце зрив генерації. Напруга зміщення U_3 за відсутності високочастотних коливань після зриву коливань різко зменшується (вертикальна пунктирна лінія на рис. 4, б і 5, б) до нуля.

Ефективність розробленої схеми АГ досліджено експериментально порівнянням чутливості автогенераторних ВД на польових транзисторах 2П303 (із закритим $p-n$ -переходом) і 2П305 (з ізольованим затвором). За критерій чутливості прийнято зміну частоти проходження серій високочастотних коливань у режимі переривчастої генерації при внесенні у робочий контур додаткового опору величиною 47 кОм (табл. 1). Перед цим

ВСП встановлювали на бездефектну частину СЗ із алюмінієвого сплаву (СОП 5-1), титанового сплаву (СОП 5-2) і феромагнітної сталі (СОП 5-3).

Надані результати свідчать, що чутливість запропонованої схеми ВД з АГ на транзисторі з ізольованим затвором більша для всіх конструкційних матеріалів. Найбільше (у 1,5 рази) чутливість збільшується для високопровідних неферомагнітних матеріалів і найменше (у 1,2 рази) – для феромагнітного сплаву. Вибір польового транзистора з ізольованим затвором у якості активного елементу АГ дозволяє підвищити надійність роботи автогенераторного ВД під час контролю матеріалів із різними електрофізичними властивостями і з різним зазором між ВСП і поверхнею ОК за рахунок кращих технічних характеристик такого транзистора, зокрема високого входного опору, граничної частоти і крутизни перехідної характеристики.

2. Удосконалення та дослідження СКЧА дефектоскопа. Для налаштування ВД у режим максимальної чутливості під час контролю матеріалів із різними електрофізичними властивостями резонансну частоту робочого контуру АГ необхідно переналаштовувати, для чого використовують конденсатори змінної ємності. У застарілих автогенераторних ВД регулювання частоти проводиться за допомогою змінних конденсаторів із повітряним або твердим діелектриком, суттєвим недоліком яких є великі габарити і низька надійність. Перспективнішим є електронний спосіб налаштування за допомогою напівпровідникових діодів (варикапів), ємність яких залежить від прикладеної до $p-n$ -переходу зворотної (запірної) напруги. Невеликі габарити варикапів дозволяють розміщувати їх поблизу активного елементу АГ.

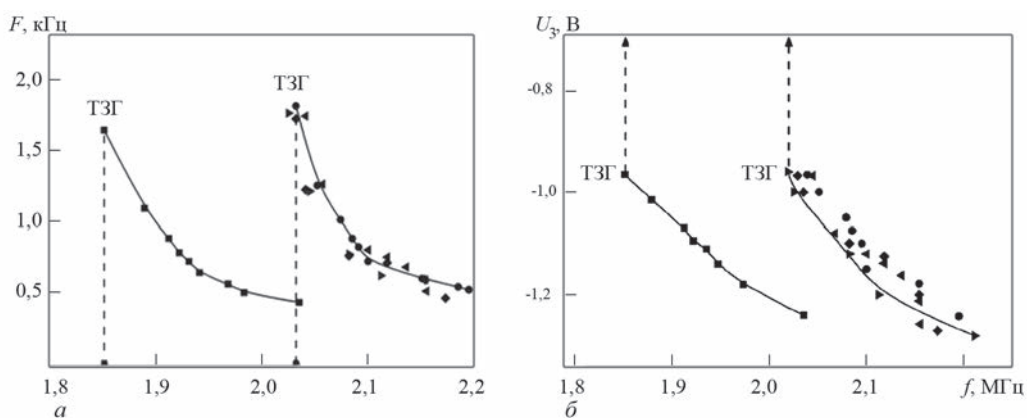


Рис. 5. Залежність частоти F слідування серій високочастотних коливань (а) і напруги зміщення U_3 (б) АГ у діапазоні контролю високопровідних матеріалів від робочої частоти f під час розміщення ВСП у «повітрі» (■) і на СЗ з ПЕП 11,0 МСм/м (●); 14,8 МСм/м (◀); 30,4 МСм/м (▶) та 51,8 МСм/м (◆)

Таблиця 1. Порівняння чутливості ВД з АГ на транзисторах різного типу

Тип транзистора	ВСП на СОП 5-1			ВСП на СОП 5-2			ВСП на СОП 5-3		
	F_1	F_2	ΔF	F_1	F_2	ΔF	F_1	F_2	ΔF
2П 303	2,38	2,22	0,16	3,23	2,71	0,52	3,23	2,63	0,60
2П 305	1,59	1,35	0,24	2,33	1,70	0,63	2,50	1,72	0,78

Довжина виводів для керування ємністю варикапа не є критичною величиною, так як керування проводиться постійною напругою. Плавність налаштування за допомогою потенціометру є кращою, ніж у змінного конденсатора. Наприклад, змінний резистор типу СПЗ-33 дозволяє повертати вісь на кут до 320° , що у 1,8 рази перевищує кут повороту змінного конденсатора. Варикапи давно відомі, але тільки нещодавно промисловість освоїла випуск варикапів високої добротності ($Q \approx 200$) із діапазоном переналаштування по ємності від 30 до 600 пФ і малими габаритами ($3,8 \times 1,6$ мм). Порівняльний аналіз показав, що найперспективнішим для побудови автогенераторних ВД є варикап типу ВВ 112, який крім високої добротності має найкращий коефіцієнт перекриття і температурну стабільність. Варикап ВВ 112 керується напругою від 0,5 до 8,0 В, що робить його придатним для приладів з автономним живленням. Важливо, що варикап ВВ 112 має найменший зворотний струм $I_{зв}$, який є постійним паразитним струмом, що протікає через варикап у зворотному напрямку за заданої зворотної напруги.

Головним недоліком варикапів є невисока добротність, яка навіть у найкращих варикапів на порядок менша за добротність керамічних конденсаторів і на два-три порядки менша за добротність повітряних конденсаторів. Проведемо оцінювання можливого впливу варикапу типу ВВ 112 з добротністю $Q_B = 200$ на добротність коливальної системи у цілому, для чого скористаємось виразом для еквівалентної добротності Q_E коливальної системи з паралельно з'єднаних конденсатора та індуктивності обмотки ВСП з добротністю $Q_{ВСП}$ [13], який має вигляд $Q_E = Q_{ВСП} Q_B / Q_{ВСП} + Q_B$. Для використаного базового ВСП добротність обмотки $Q_{ВСП}$ залежно від матеріалу ОК має значення від 11,0 до 24,0. Очевидно, що у цьому випадку добротність коливальної системи АГ буде обмежена переважно добротністю обмотки ВСП. Підключення варикапу типу ВВ 112 зменшує добротність коливальної системи АГ на 10...12 %, що можна вважати несуттєвим, зважаючи на інші

переваги, тим більше, що наведена оцінка характеризує найгірший випадок, коли добротність варикапу найменша при мінімальному значенні керуючої напруги $U_{\min} = 0,5$ В.

У режимі роботи варикапа необхідно враховувати його вольт-фарадну характеристику, дослідження якої для варикапу ВВ 112 проведено за допомогою вольтметра типу М 890 F і вимірювача CLR 2 типу Е 7-13 (рис. 6, а). Варикап VD підключається до потенціометра VR 1 через резистор $R = 100$ кОм, роль якого полягає у захисті варикапу VD і вимірювача CLR 2 типу Е 7-13 при нижньому положенні рухомого електроду потенціометра VR. Напруга на резисторі R має бути набагато меншою за найменше значення напруги керування $U_{\min} = 0,5$ В. Напруга на резисторі R визначається зворотним струмом варикапу ($I_{зв} = 5 \cdot 10^{-8}$ А) і дорівнює $R \cdot I_{зв} = 5$ мВ, тобто $R \cdot I_{зв} \ll U_{\min}$, що дозволяє знехтувати впливом резистора R на похибку вимірювання. Конденсатор C введено для захисту вимірювача CLR типу Е 7-13 від попадання постійної напруги. При цьому ємність $C = 0,1$ мкФ, тобто вибрана набагато більшою за максимальну ємність варикапу ($C_{\max} = 620$ пФ), що дозволяє знехтувати її впливом.

Вольт-фарадна характеристика варикапа ВВ 112 (рис. 6, б) має нелінійний характер. Мінімальне та максимальне значення напруги керування мають значення $U_{\min} = 0,5$ В і $U_{\max} = 8$ В відповідно. Із рис. 6, б видно, що зміна керуючої напруги від 6 до 8 В несуттєво впливає на ємність варикапу. Тому максимальне значення керуючої напруги доцільно обмежити 6 В, за якої мінімальне значення ємності варикапа C_{\min} дорівнює 50 пФ.

Ефективність електронного керування частотою АГ залежить від схеми підключення варикапу в коливальний контур. Традиційне підключення варикапу для управління частотою АГ наведено на рис. 7, а [13, 14]. За традиційною схемою включення варикапу VD за невеликої напруги керування він починає проводити струм під час від'ємної півхвилі височастотних коливань АГ, що призводить до їх спотворення. Крім того, ко-

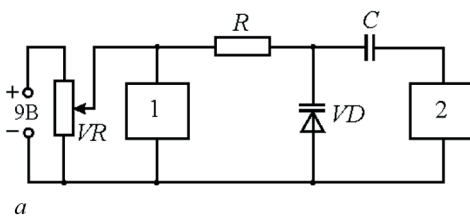
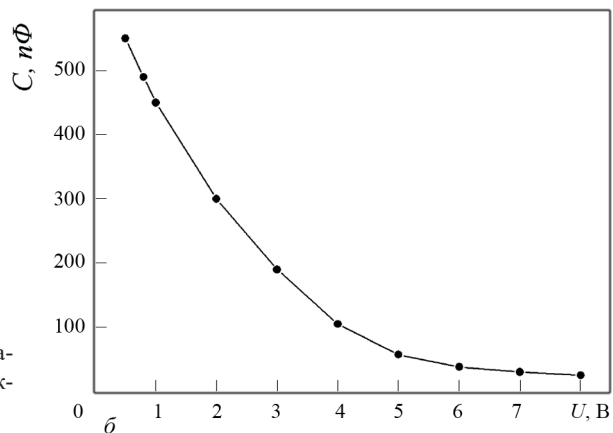


Рис. 6. Схема дослідження вольт-фарадних характеристик варикапів (а) і вольт-фарадна характеристика варикапу типу ВВ 112 (б)



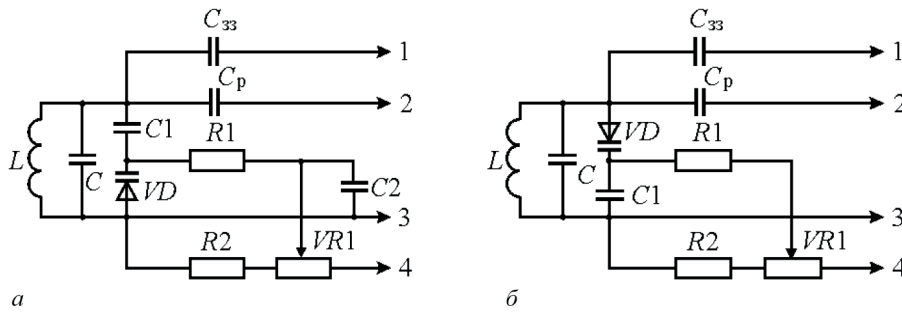


Рис. 7. Традиційна (а) і запропонована (б) схеми підключення варикапу VD у робочий контур АГ: 1–4 – виводи зворотного зв’язку АГ, керуючого електроду активного елементу АГ, загального проводу та напруги живлення відповідно

ливальний контур отримує додаткове навантаження, що призводить до зменшення його добротності та чутливості, до змін параметрів ВСП. Вплив цього фактору зменшено у запропонованій схемі включення варикапу в робочий контур АГ (Учанін В.М., Черленевський В.В. Пристрій для вихрострумовевого контролю. України пат. 42132, 2009, Бюл. № 12). У запропонованій схемі (рис. 7, б) за малої керуючої напруги струм варикапу буде впливати на позитивну півхвилю височастотних коливань. Але вона впливає на роботу кола автоматичного зміщення, яке підтримує рівень амплітуди коливань незмінним. Крім того, у запропонованій схемі за рахунок фільтрації елементами R1 і C1 зменшено вплив шумів, що вносяться у робочий контур АГ рухомими контактами змінного резистора VR, які можуть досягати 15...50 мВ. Це дозволяє досягнути точнішого налаштування АГ у режим, близький до зриву генерації, та в повній мірі використати високу чутливість схеми.

Розглянемо вплив ємності варикапу на амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) коливальної системи автогенераторного ВД (рис. 1). При цьому АГ переведено у режим регенеративного підсилювача високої частоти, для чого генерація була зірвана шляхом зменшення напруги живлення активного елементу. ВСП підключався до АГ дефектоскопа за допомогою коаксіального кабелю, який є частиною коливальної системи [15]. Для усунення шунтування робочого контуру низьким вихідним опором генератора сигнал зовнішнього генератора вводився через конденсатор зв’язку ємністю 10 пФ, так як вона має бути набагато меншою за мінімальне значення ємності робочого контуру. Мінімальне значення ємності робочого контуру дорівнює 150 пФ, так як воно, згідно з поданими вище оцінками, складається з ємності кабелю (100 пФ) і найменшого значення ємності варикапу ($C_{\min} = 50$ пФ). Для виключення впливу елементів кола автоматичного зміщення на АЧХ коливальної системи амплітуда напруги зовнішнього генератора вибрана величиною в 1 В. При цьому амплітуда напруги на робочому контурі не перевищує 15 мВ, тобто є набагато меншою за на-

пругу 200 мВ, за якої починає працювати діод б (рис. 1) кола автоматичного зміщення АГ. Мілівольтметр підключали до стокового контуру транзистора 9 (рис. 1) за допомогою височастотної головки. Дослідження проводили, розміщуючи ВСП у «повітрі» за найбільших значень ємності варикапу та ВСП – на бездефектній частині СЗ типу СОП 5-1 (алюмінієвий сплав Д16) за найбільших і найменших значень ємності варикапу.

Кожна з отриманих АЧХ (рис. 8) має два резонансні максимуми, що характерно для двоконтурної коливальної системи АГ. При цьому амплітуда максимуму опорного контуру є більшою за амплітуду максимумів робочого контуру в усьому діапазоні зміни ємності варикапу, що пояснюється більшою добротністю опорного контуру порівняно з добротністю робочого контуру ($Q_{\text{оп}} \approx 90$, $Q_{\text{роб}} \approx 20$). При встановленні ВСП на СЗ амплітуда у точках обох максимумів знижується для всіх режимів, що пояснюється зменшенням добротності обмотки ВСП при взаємодії з СЗ із алюмінієвого сплаву. При зміні ємності варикапу з мінімального ($C_{\min} = 50$ пФ) до максимального ($C_{\max} = 620$ пФ) значення резонансної частоти робочого контуру збільшується на 1,3 МГц і резонансні частоти контурів зближуються. Одночасно збільшуєть-

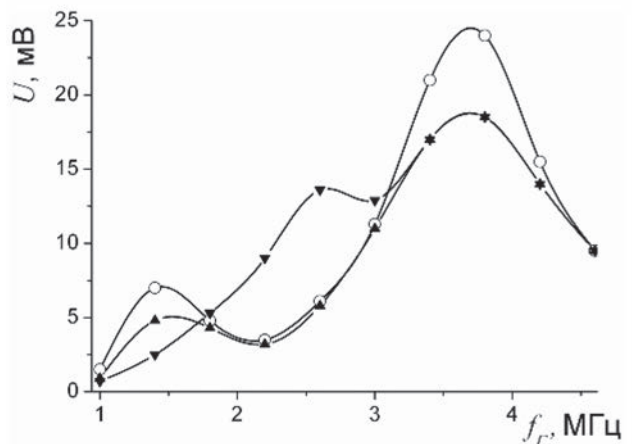


Рис. 8. Амплітудно-частотні характеристики коливальної системи АГ ВД: за розміщення ВСП у «повітрі» за найбільшого значення ємності варикапу (○) і на бездефектній частині СЗ із алюмінієвого сплаву за найбільших (▼) і найменших (▲) значень ємності варикапу

Таблиця 2. Порівняння чутливості АГ із різним включенням варикапу

Схема	ВСП на СОП 5-1			ВСП на СОП 5-2			ВСП на СОП 5-3		
	F_1	F_2	ΔF	F_1	F_2	ΔF	F_1	F_2	ΔF
Традиційна (рис. 7, а)	1,59	1,35	0,24	2,33	1,70	0,63	2,50	1,72	0,78
Запропонована (рис. 7, б)	1,61	1,28	0,33	2,13	1,22	0,91	2,33	1,28	1,05

ся амплітуда у точці максимуму характеристики робочого контуру. При цьому резонансна частота опорного контуру помітно не змінюється, що також можна пояснити більшою добротністю опорного контуру.

Наведену методику визначення АЧХ коливальних систем використано для налаштування ВД під час їх виробництва, так як вона дозволяє виявити елементи з низькою добротністю (наприклад, неякісні конденсатори) і за рахунок покращення повторюваності характеристик ВД забезпечити взаємозамінність ВСП.

Порівняння чутливості автогенераторних ВД при використанні традиційної і нової СКЧА проведено за методикою, поданою вище, де за критерій чутливості прийнято зміну $\Delta F = F_1 - F_2$ частоти проходження серій височастотних коливань при внесенні у робочий контур додаткового опору 47 кОм при встановленні ВСП на бездефектну частину СЗ із алюмінієвого сплаву (СОП 5-1), титанового сплаву (СОП 5-2) і феромагнітної сталі (СОП 5-3). Усі досліджувані макети ВД побудовано на польовому транзисторі з ізольованим затвором. Результати вимірювань наведено у табл. 2.

Представлені у табл. 2 результати показують, що чутливість ВД із запропонованою СКЧА більша за чутливість традиційної схеми у 1,38; 1,44 і 1,35 рази для алюмінієвих, титанових сплавів і феромагнітних сталей відповідно, тобто дозволяє досягнути збільшення чутливості під час контролю всіх конструкційних матеріалів.

3. Удосконалення та дослідження СРКА. Основною функцією СРКА є швидке поновлення коливань АГ після виявлення дефекту і відповідного зриву генерації, яке здійснюють покращенням умов генерації коливань шляхом збільшення напруги живлення. У перших автогенераторних ВД такі схеми були відсутні і поновлення генерації здійснювалось відведенням ВСП від поверхні ОК [1]. Відведення ВСП від поверхні ОК збільшує його добротність і, відповідно, зменшує втрати у коливальному контурі. Очевидно, що така процедура поновлення коливань АГ ускладнює методику і продуктивність контролю. У подальшому для регенерації коливань використовували релаксаційні генератори, які включалися у коло живлення активного елементу АГ і запускалися після зриву його коливань. Періодичне збільшення напруги живлення активного елементу автогенератора призводить до покращення умов поновлення генерації. Автогенераторний ВД типу ТВД, зокрема,

містить у своєму складі СРКА, у якій релаксаційний генератор складається з струмостабілізуючого елемента, лінії затримки на одноперехідному транзисторі з RC-колом, яке задає частоту релаксаційних коливань, і ключа, перемикання якого призводить до періодичного збільшення напруги живлення [4].

Аналіз умов, що сприяють поновленню коливань АГ, дозволив запропонувати нову СРКА (Учанін В.М., Черленевський В.В. Вихрострумний автогенераторний дефектоскоп. України пат. 39217, 2009, Бюл. № 3), яка за рахунок високої швидкодії дозволяє значно підвищити продуктивність контролю порівняно з аналогами і яка, у принципі, може працювати з АГ на різних активних елементах. Розглянемо роботу вдосконаленої СРКА (рис. 9–11). Під час встановлення ВСП 1 на бездефектну ділянку ОК автогенератор 2 генерує переривчасті коливання поблизу точки зриву генерації (ТЗГ на рис. 4, 5), які прослуховуються у вигляді змінно-тонального звучання звукового індикатора 6. При появі дефекту добротність ВСП 1 зменшується, що призводить до зменшення добротності робочого контуру АГ 2 і зриву коливань. Вихідний сигнал АГ 2 через конденсатор 4 надходить на підсилювач-обмежувач 5, який формує сигнал звукової частоти. Цей сигнал надходить на звуковий індикатор 6 і на вхід формувача сигналу дефекту 7, який при його появі формує короткий імпульс, амплітуда якого змінюється від величини напруги живлення до нуля. Короткий імпульс через діод D4 схеми керування напругою живлення 10 надходить на транзисторний регулятор струму Т2 (рис. 11). Транзистор регулятора струму Т2 відкривається, що призводить до збільшення напруги живлення АГ 2, внаслідок чого переривчасті коливання АГ 2 поновлюються за умови, що ВСП 1 зміщений з дефекту, і АГ 2 готовий до подальшої роботи. Під час знаходження ВСП на дефекті процес зниження і наступного збільшення живлення АГ 2 повторюється з частотою близько 100 Гц. Частота слідування цих імпульсів знаходиться у звуковому діапазоні та після підсилення реєструється звуковим індикатором 6. Короткий імпульс з виходу формувача сигналу від дефекту 7 надходить на розширювач імпульсів 8, який збільшує довжину імпульсу для засвічування світлового індикатора дефекту 9.

Роботу елементів СРКА досліджували, реєструючи сигнали у різних елементах СРКА за допомогою цифрового осцилографу типу TDS 1012

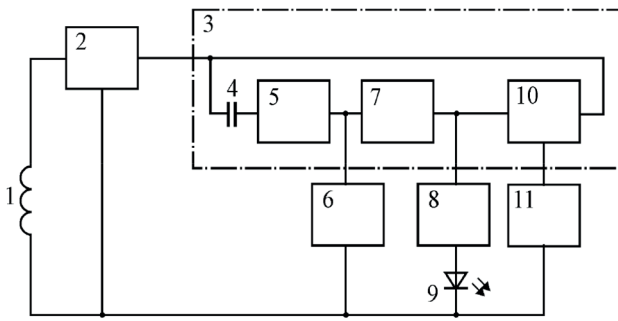


Рис. 9. Структурна схема ВД із вдосконаленою СРКА

із модулем розширення TDS 2CMA (див. рис. 12, 13). Ціна поділки по вертикалі – 1 В, по горизонталі – 2,5 мс. Крім того, нижче розраховано параметри окремих елементів СРКА.

Підсилювач-обмежувач 5 (рис. 9, 10) виконано на транзисторі Т1, який включено по схемі із загальним емітером зі зворотним від’ємним зв’язком по напрузі через резистор зворотного зв’язку $R_{зз}$. Розділювальний конденсатор 4 (рис. 9) пропускає на базу транзистора Т1 тільки змінну складову вихідної напруги АГ. Діод D1 усуває від’ємну півхвилю вхідного сигналу і здійснює його прив’язку до рівня логічного нуля. На рис. 12, а, б зображено сигнали на виході АГ (до конденсатора 4), а на рис. 12, в, г – сигнали на базі транзистора Т1 підсилювача-обмежувача 5 за відсутності дефекту і при розміщенні ВСП на дефекті відповідно. При розміщенні ВСП поза дефектом

(рис. 12, а) на виході АГ спостерігаються стабільні коливання з частотою 1 кГц і амплітудою близько 1 В разом із постійною складовою напруги живлення 6 В. При розміщенні на дефекті (рис. 12, б) спостерігається зрив коливань. Коливальний процес загасає через низьку добротність робочого контуру ВСП при розміщенні його на дефекті і напруга живлення зменшується до рівня землі за рахунок збільшення струму споживання АГ. Це спричиняє повторний зрив генерації, про що свідчать ділянки пропуску сигналу на рис. 12, б, г. Поки ВСП знаходиться на дефекті, цей процес повторюється з частотою близько 100 Гц. Після конденсатора (рис. 12, в, г) лишається змінний корисний сигнал без постійної складової, який несе інформацію про положення ВСП на поверхні ОК або про дефект. Транзистор Т1 *n-p-n*-типу працює у ключовому режимі та керується сигналом позитивної полярності: за відсутності сигналу транзистор закритий, струм відсутній та на колекторі встановлюється напруга живлення 6 В. Підсилений сигнал на колекторі транзистора Т1 (рис. 12, д, е) обмежений знизу рівнем потенціалу землі, а зверху – напругою живлення. Проміжки часу на рис. 12, е, у яких сигнал відсутній, свідчать про знаходження ВСП на дефекті. Транзистор Т1 повинен підсилювати мінімальне значення вихідного сигналу АГ до рівня напруги живлення $E_{ж}$, тобто з перевищенням за-

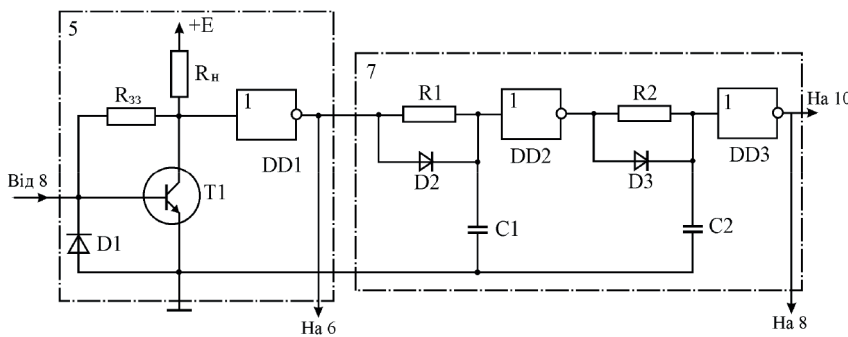


Рис. 10. Схема підсилювача-обмежувача і формувача сигналу дефекту СРКА: D1 – діод; $R_{зз}$ – резистор зворотного зв’язку; R1, R2, C1, C2, D2 і D3 – інтегрувальні діодні кола; DD1, DD2, DD3 – інвертори

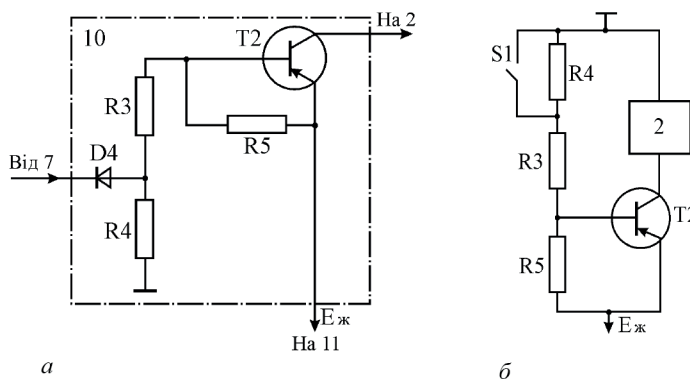


Рис. 11. Схема керування напругою живлення (а) та її еквівалентна схема (б): D4 – комутаційний діод; R3 і R5 – опори подільника базової напруги; T2 – транзисторний регулятор струму; 2 – АГ; S1 – перемикач

безпечувати рівень логічної «1». Мінімальна вихідна напруга $U_{\text{мін}}$ дорівнює близько 0,2 В, а рівень напруги живлення 6 В. Звідси коефіцієнт підсилення підсилювача-обмежувача повинен відповідати умові $K \geq E_{\text{ж}}/U_{\text{мін}} = 30$. Для вибраного максимального колекторного струму транзистора $I_{\text{к}} = 0,4$ мА опір навантаження буде дорівнювати $R_{\text{н}} = E_{\text{ж}}/I_{\text{к}} = 15$ кОм. Так як коефіцієнт підсилення $K_{\text{н}}$ дорівнює відношенню $K = R_{\text{зз}}/R_{\text{н}}$, то для забезпечення необхідного підсилення опір зворотного зв'язку $R_{\text{зз}}$ вибраний більшим за 450 кОм. Сигнал з виходу логічного інвертора DD1 формує змінно-тональну інформацію про дефект і положення ВСП на поверхні ОК та надходить на блок звукової індикації 6, який складається з підсилювача низької частоти і головних телефонів оператора. Логічний інвертор DD1 виконує інверсію сигналів і додатково підсилює їх до рівня напруги живлення для покращення прямокутної форми сигналу (рис. 12, ж, з). Для побудови логічного інвертора DD1 використано мікросхему MC 14069 UDP фір-

ми Motorola, яка має 6 окремих інверторів, що використовується також для інших елементів СРКА. Параметри схеми: вихідний рівень логічного «0» $\leq 1\% E_{\text{ж}}$, вихідний рівень логічної «1» $9,95\% E_{\text{ж}}$, вхідний рівень логічного «0» $\leq 20\% E_{\text{ж}}$, вхідний рівень логічної «1» $\geq 80\% E_{\text{ж}}$. Напруга живлення $E_{\text{ж}}$ може бути вибраною у діапазоні 3...18 В.

Сигнал звукової частоти з виходу інвертора DD1 надходить на формувач сигналу, який для загострення імпульсу сигналу від дефекту виконаний у вигляді двох послідовно з'єднаних інтегровальних кіл R1-C1-D2 і R2-C2-D3 з інверторами DD2 і DD3 (рис. 10). Постійна часу інтегровальних кіл $\tau = R \cdot C$ вибирається такою, щоби згладити сигнал звукової частоти 1...3 кГц, що відповідає бездефектній ділянці ОК. Для заглушення сигналу інтегровальне коло відіграє роль фільтра. Тому коефіцієнт заглушення визначимо рівним $k_{\text{з}} = U_{\text{вх}}/U_{\text{вих}} \geq 100$. Звідси параметри еквівалентної схеми інтегровального кола визначаються співвідношенням $(R + X_{\text{с}})/X_{\text{с}} \geq 100$ або $R \geq 99X_{\text{с}}$, де R і $X_{\text{с}}$ – активний і реактивний опори резистора і конденсатора інтегровальних кіл (рис. 10). Ємність конденсатора вибрано величиною 47 нФ. Тоді для найнижчої частоти сигналу (1 кГц), що має бути заглушеним, реактивний опір $X_{\text{с}} = 3390$ Ом. Звідси опір R резистора слід вибирати більшим за 3390 Ом.

На рис. 12, а на рівні логічної «1» спостерігаються залишки звукового сигналу частотою близько 1 кГц, які зникають після наступних інтегровальних кіл (рис. 13, в, д, ж), і сигнал на бездефектній ділянці згладжений. При цьому низькочастотні сигнали з частотою слідування серій імпульсів близько 100 Гц, які відповідають періодичним зривам коливаний АГ при положенні ВСП на дефекті, інтегровальні кола пропускають. За допомогою інверторів DD2 і DD3 формується короткий імпульс (рис. 13, з) з крутими фронтами для запуску схеми керування напругою живлення, який також надходить на розширювач імпульсу 8 (рис. 9) для формування імпульсу, призначеного для спрацювання світлодіода. На рис. 13, б спостерігається початок формування імпульсного сигналу від дефекту за відсутності переривчастої генерації при знаходженні ВСП на дефекті. Амплітуда сигналу в інтервалі часу $t_2 - t_3$ спадає за експоненціальним законом $U(t) = E_{\text{ж}} e^{-t/\tau}$, де $U(t)$ – напруга у момент часу t . Круті фронти імпульсного сигналу від дефекту досягаються шляхом введення діода D2, через який в момент часу t_1 проходить швидкий заряд конденсатора C1. Конденсатор C1 повільно розряджається через резистор R1. Подальше формування сигналу від дефекту проходить аналогічно на другому інтегровальному колі R2C2 і інверторі DD3. На бездефектній ділянці ОК на виході інтегровального

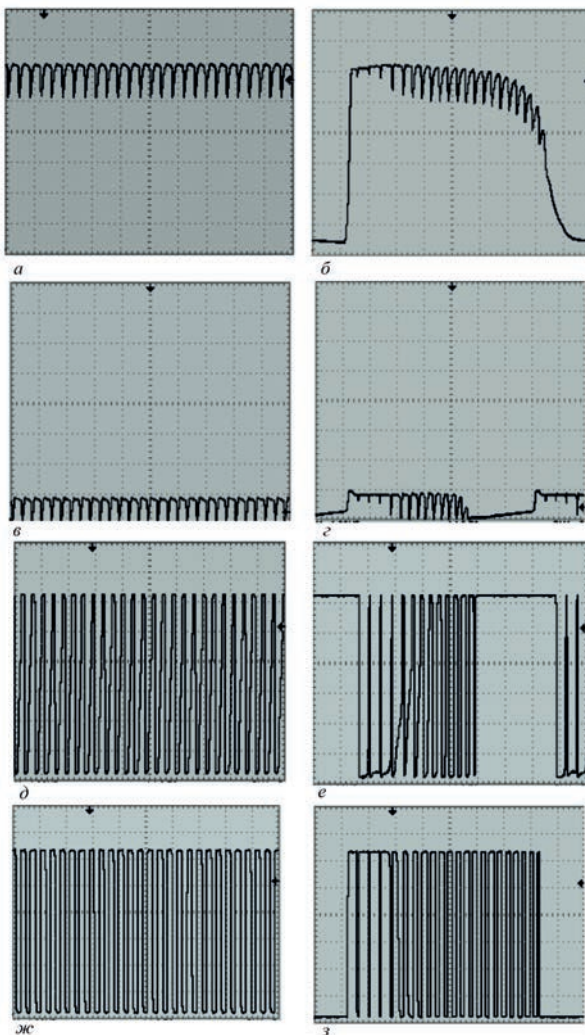


Рис.12. Сигнали СРКА за відсутності дефекту (ліворуч) і при знаходженні ВСП на дефекті (праворуч): а, б – на вході СРКА; в, з – на базі транзистора Т1; д, е – на вході інвертора; ж, з – на виході інвертора DD1 (рис. 10)

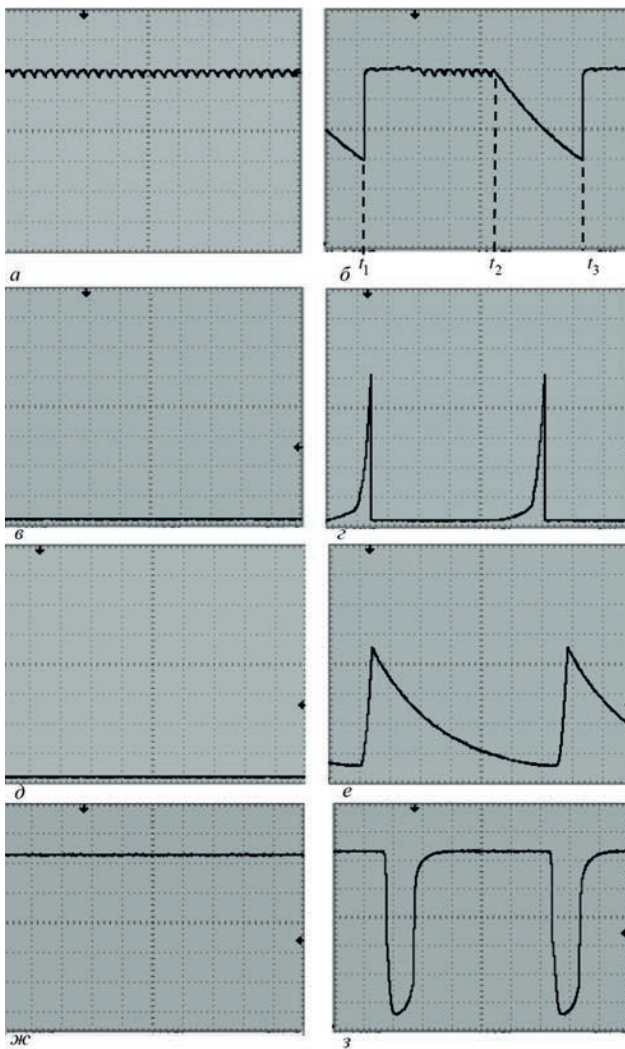


Рис. 13. Сигнали СРКА за відсутності дефекту (ліворуч) і при знаходженні ВСП на дефекті (праворуч): а, б – на вході інвертора DD2; в, з – на виході інвертора DD2; д, е – на вході інвертора DD3; ж, з – на виході інвертора DD3

кола R2C2 спостерігається лінія на рівні логічного «0» (рис. 13, д). На дефекті (рис. 13, е) сигнал на виході інтегрального кола R2C2 швидко зростає за рахунок заряду конденсатора C2 через діод D2 і повільно спадає за експоненціальним законом через розряд на резистор R2. На виході інвертора DD3 виникає від’ємний короткий імпульс з крутими фронтами тривалістю близько 2,5 мс, що сигналізує про дефект (рис. 13, з). Сигнал на виході логічного інвертора DD3 за відсутності дефекту має тільки постійну складову на рівні логічної «1» (рис. 13, ж). Сигнал від дефекту (рис. 13, з) надходить на схему керування напругою живлення АГ, яка являє собою кероване джерело струму на транзисторі T2 p-n-p-типу, включеного по схемі із загальним емітером (рис. 13, а). На еквівалентній схемі (рис. 13, б) електронний перемикач на діоді D4 замінено на перемикач S1. Напруга живлення $E_{ж}$ розподіляється на напругу колектор-емітер $U_{ке}$ транзистора T2 і напругу $U_{ар}$ АГ $E_{ж} = U_{ар} + U_{ке}$. Опори R3, R4 і R5 входять до складу подільни-

ка базової напруги транзистора T2 і визначають струм у ньому згідно зі співвідношенням $I = E_{ж} / (R_3 + R_4 + R_5)$. У свою чергу, зміна базового струму впливає на колекторний струм транзистора T2, який проходить через активний елемент АГ 2. При зриві генерації на дефекті на виході формувача 7 (інвертор DD3) формується імпульс, який на 2,5 мс замикає катод діода D4 на землю і зменшує за рахунок шунтування вплив резистора R4. На еквівалентній схемі це моделюється замиканням перемикача S1 на землю. При цьому напруга база-емітер $U_{бе}$ транзистора T2 збільшується, що зменшує еквівалентний опір транзистора T2 і напругу $U_{ке}$ на ньому. За рахунок перерозподілу стабілізованої напруги збільшується напруга на активному елементі АГ, що призводить до відновлення його генерації.

Перевага запропонованої СРКА полягає в тому, що крім швидкого поновлення коливальних АГ після їх зриву вона забезпечує зручне підключення звукового і світлового індикаторів та використання інтегральних КМОП логічних інверторів з малим струмом споживання ($1,5 \cdot 10^{-6}$ А) і невеликою напругою живлення.

Висновки

Для створення автогенераторних ВД перспективною є схема АГ з двоконтурною коливальною системою, яка працює у режимі переривчастої генерації. Запропоновано і досліджено нові технічні рішення, зокрема схему АГ на польовому транзисторі з ізолюваним затвором, схему керування частотою генерації та схему регенерації коливальних АГ. Показано їх переваги щодо чутливості порівняно з традиційними схемами. Проаналізовані технічні рішення використано для створення автогенераторних ВД для виявлення поверхневих тріщин типу ВД 3.03Н, ВД 3.02Н, ВД 4.01Н і ВД 4.03Н, які пройшли державні випробування і які занесено у державний реєстр засобів вимірювальної техніки. Їх використовують для технічного обслуговування літаків ДП «Антонов» та авіаційних двигунів ДП «Івченко-Прогрес» і ПАТ «Мотор-Січ». Прилади також впроваджено в авіакомпанії «Міжнародні Авіалінії України», на Львівському та Конопольському авіаремонтних заводах, ГПУ «Львівгазвидобування», НВФ «Зонд», ПАТ «Західенерго», Карпатському та Полтавському ЕТЦ тощо.

Практика НК із використанням розроблених ВД підтвердила ефективність представлених у цій статті технічних рішень. Передбачається їх використання у новому інтелектуалізованому автогенераторному ВД, у який додатково введено автоматичне налаштування на заданий методикою контролю рівень чутливості та індикація рівня чутливості.

Стаття присвячена світлій пам’яті талановитого інженера Всеволода Вадимовича Черленевського,

за безпосередньої участі якого винайдено представлені у статті нові технічні рішення і виконано частину вимірювань.

Список літератури

1. Дорофеев А.Л., Казаманов Ю.Г. (1980) *Электромагнитная дефектоскопия*. Москва, Машиностроение.
2. Герасимов В.Г., Покровский А.Д., Сухоруков В.В. (1992) *Неразрушающий контроль. В 5 кн. Кн. 3. Электромагнитный контроль: Практ. пособие*. Сухоруков В.В. (ред.). Москва, Высшая школа.
3. Билик Ю.З., Дорофеев А.Л. (1981) Электромагнитные дефектоскопы типа «Проба». *Дефектоскопия*, **6**, 53–58.
4. (1989) *Вихретоковый дефектоскоп типа ТВД-А. Техническое описание и инструкция по эксплуатации*. М., Министрство гражданской авиации.
5. Арш Э.И., Твердоступ Н.И., Хандецкий В.С. (1981) Особенности построения автогенераторных измерителей на лямбда-диодах. *Измерительная техника*, **1**, 53–55.
6. Алексеев А.П., Сайманин А.Е., Шатерников В.Е. (1989) Вопросы автоматического проектирования вихретоковых автогенераторных дефектоскопов, построенных на лямбда-диодах. *Дефектоскопия*, **12**, 51–55.
7. Серебренников С.В., Хандецкий В.С. (1983) *Сопоставительное исследование метрологических характеристик автогенераторных преобразователей с различным включением контуров*. В кн.: Приборостроение. Вып. 34, Киев, Техника, 35–38.
8. Арш Э.И. (1976) *Автогенераторные измерения*. Москва, Энергия.
9. Гоноровский И.С. (1977) *Радиотехнические цепи и сигналы*, 3-е изд. Москва, Сов. Радио.
10. Учанин В.Н. (2010) Автогенераторные вихретоковые дефектоскопы: основные принципы, классификация, сравнительный анализ (Обзор). *Техническая диагностика и неразрушающий контроль*, **2**, 18–23.
11. Uchanin, V. (2021) Enhanced eddy current techniques for detection of surface-breaking cracks in aircraft structures. *Transactions on Aerospace Research*, **1(262)**, 1–14. DOI:https://doi.org/10.2478/tar-2021-0001
12. (2002) *Цифровые запоминающие осциллографы серии TDS1000 и TDS2000. Руководство пользователя*. США, Tektronix Inc.
13. Шитиков Г.Т. (1983) *Стабильные автогенераторы метровых и дециметровых волн*. Москва, Радио и связь.
14. Ленк Д. (1979) *Справочник по проектированию электронных схем*. Киев, Техніка.
15. Учанин В.М. (2022) Оптимізація конструкції вихреструмового перетворювача параметричного типу для

виявлення поверхневних тріщин. *Технічна діагностика та неруйнівний контроль*, **1**, 11–21. DOI:https://doi.org/10.37434/tdnk2022.01.01

References

1. Dorofeev, A.L., Kazamanov, Yu.G. (1980) *Electromagnetic flaw detection*. Moscow, Mashinostroenie [in Russian].
2. Gerasimov, V.G., Pokrovsky, A.D., Sukhorukov, V.V. (1992) *Non-destructive testing. In: 5 Books. Book 3: Electromagnetic testing*. Moscow, Vysshaya Shkola [in Russian].
3. Bilik, Yu.Z., Dorofeev, A.L. (1981) Electromagnetic flaw detectors of «Proba» type. *Defektoskopiya*, **6**, 53–58 [in Russian].
4. (1989) *Eddy current flaw detector of TVD-A type. Technical description and operating instruction*. Moscow, Ministry of Civil Aviation [in Russian].
5. Arsh, E.I., Tverdstup, N.I., Khandetsky, V.S. (1981) Features of construction of self-oscillating meters on lambda-diodes. *Izmeritel'naya Tekhnika*, **1**, 53–55 [in Russian].
6. Alekseev, A.P., Sajmanin, A.E., Shaternikov, V.E. (1989) Problems of automatic design of eddy current self-oscillating flaw detectors built on lambda-diodes. *Defektoskopiya*, **12**, 51–55 [in Russian].
7. Serebrennikov, S.V., Khandetsky, V.S. (1983) *Comparative examination of metrological characteristics of self-oscillating transducers with different turn on the circuit*. In book: Instrument-making industry. Issue 34. Kyiv, Tekhnika, 35–38 [in Russian].
8. Arsh, E.I. (1976) *Self-oscillating measurements*. Moscow, Energiya [in Russian].
9. Gonorovskyi, I.S. (1977) *Radio circuits and signals*. 3rd Ed., Moscow, Sov. Radio [in Russian].
10. Uchanin, V.N. (2010) Self-oscillating eddy current flaw detectors: Main principles, classification, comparative analysis (Review). *Tech. Diagnost. and Non-Destructive Testing*, **2**, 18–23 [in Russian].
11. Uchanin, V. (2021) Enhanced eddy current techniques for detection of surface-breaking cracks in aircraft structures. *Transact. on Aerospace Research*, **1(262)**, 1–14. DOI:https://doi.org/10.2478/tar-2021-0001
12. (2002) *Distinguished Service Order of series TDS1000 and TDS2000. User manual*. USA, Tektronix Inc.
13. Shitikov, G.T. (1983) *Stable self-oscillators of meter and decimeter waves*. Moscow, Radio i Sviaz [in Russian].
14. Lenk, D. (1979) *Handbook on design of electronic circuits*. Kyiv, Tekhnika [in Russian].
15. Uchanin, V.M. (2022) Optimization of the design of eddy current probe of parametric type to detect surface cracks. *Tekh. Diahnost. ta Neruiniv. Kontrol*, **1**, 11–21 [in Ukrainian]. DOI:https://doi.org/10.37434/tdnk2022.01.01

ANALYSIS OF OPERATION OF A DUAL-CIRCUIT AUTOGENERATOR EDDY CURRENT FLAW DETECTOR IN INTERMITTENT GENERATION MODE

V.M. Uchanin

G.V. Karpenko Physico-Mechanical Institute of NASU. 5 Naukova str., 79060, Lviv, Ukraine. E-mail: vuchanin@gmail.com

Timely application of non-destructive methods for testing critical structures of modern engineering is an important factor of ensuring their safe and trouble-free operation. Eddy current testing means have no alternative for contactless detection of cracks in aircraft structures. In order to detect surface cracks (also through a layer of dielectric coating), autogenerator eddy current flaw detectors are used, working at operating frequencies above 1 MHz. To develop such flaw detectors, it is promising to use dual-circuit oscillatory system, operating in intermittent generation mode. This work is a study of new technical solutions, in particular, autogenerator circuit based on a field transistor with an insulated gate, circuit of controlling the generation frequency and circuit of regeneration of autogenerator oscillations. Their advantages in terms sensitivity are shown, compared to the traditional circuits. The analyzed engineering solutions were used to develop autogenerator eddy current flaw detectors of VD 3.03N, VD 3.02N, VD 4.01N and VD 4.03N type for surface crack detection, which have passed state testing and are widely used, in particular, for maintenance of SC «Antonov» aircraft and SC «Ivchenko-Progress» and PJSC «Motor-Sich» aircraft engines. It is intended to apply these engineering solutions in the new autogenerator flaw detector with functions of automatic adjustment for the level of sensitivity and its indication set by the specified procedure. 15 Ref., 2 Tabl., 13 Fig.

Keywords: eddy current nondestructive testing, autogenerator eddy current flaw detector, surface cracks, intermittent generation, dual-loop oscillatory circuit, oscillation regeneration

Надійшла до редакції 27.03.2022