



Universitatea
Transilvania
din Braşov

ŞCOALA DOCTORALĂ INTERDISCIPLINARĂ

Facultatea de Inginerie Electrică și Știința Calculatoarelor

Ronald MUSONA

Control avansat al invertoarelor monofazate pentru integrarea în microrețele

Advanced control of single-phase inverters for microgrid integration

REZUMAT

Conducător științific

Prof. dr. ing. Ioan ȘERBAN

BRAȘOV, 2026

MULȚUMIRI

Ajungând la finalul acestei călătorii doctorale, doresc să îmi exprim recunoștința sinceră față de cei care m-au susținut pe parcurs.

În primul rând, doresc să îmi exprim recunoștința și aprecierea sinceră față de coordonatorul meu, prof. dr. ing. Ioan ȘERBAN, pentru sprijinul său neclintit, motivația constantă și îndrumarea valoroasă pe durata studiilor mele doctorale. Expertiza și supervizarea sa au fost esențiale în direcționarea parcursului și a calității acestei cercetări.

Aș dori, de asemenea, să îmi exprim aprecierea față de comisia de îndrumare, prof. dr. ing. Dorin PETREUȘ de la Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca, prof. dr. ing. Corneliu MARINESCU și conf. dr. ing. Cătălin-Petrea ION, ambii de la Universitatea Transilvania din Brașov, pentru comentariile și feedback-ul lor pe parcursul cercetării mele doctorale. Experiența și dedicarea lor au fost de mare ajutor în elaborarea acestei teze. De asemenea, sunt recunoscător membrilor și personalului Facultății de Inginerie Electrică și Știința Calculatoarelor de la Universitatea Transilvania din Brașov pentru mediul academic favorabil pe care mi l-au oferit.

Mulțumiri speciale îi adresez dlui conf. dr. ing. Tamaș KEREKES de la Universitatea Aalborg din Danemarca pentru primirea călduroasă pe durata stagiului de cercetare și pentru accesul acordat în laboratoarele de fotovoltaice și microrețele, experiență care mi-a oferit oportunitatea de a lucra cu echipamente și facilități de laborator avansate.

De asemenea, sunt recunoscător colegilor mei cercetători de la Universitatea Transilvania din Brașov pentru momentele de învățare împărtășite.

Prietenilor și familiei mele, vă mulțumesc pentru tot sprijinul și încurajările voastre.

În final, aș dori să mulțumesc Universității Transilvania din Brașov pentru acordarea unei burse, care a făcut posibilă această cercetare.

Ronald MUSONA

CUPRINS

1. INTRODUCERE.....	5
1.1 CONTEXT ȘI MOTIVAȚIE	5
1.2 NECESITATEA ȘI JUSTIFICAREA TEZEI	6
1.3 SCOP ȘI OBIECTIVE.....	7
1.4 STRUCTURA TEZEI.....	8
2. TOPOLOGII DIFERENȚIALE DE INVERTOARE MONOFAZATE CU DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII ȘI DETERMINAREA TOPOLOGIEI OPTIME	10
2.1 TOPOLOGII DE INVERTOARE DIFERENȚIALE MONOFAZATE.....	11
2.1.1 DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII ÎN INVERTORUL DIFERENȚIAL BUCK	14
2.1.2 DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII ÎN INVERTORUL DIFERENȚIAL BOOST	16
2.1.3 DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII ÎN INVERTORUL DIFERENȚIAL BUCK-BOOST.....	16
2.1.4 DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII ÎN INVERTORUL DIFERENȚIAL BUCK CU CONDENSATOR DIVIZAT PE PARTEA DE CURENT ALTERNATIV.....	17
2.1.5 DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII PENTRU INVERTOR PUNTE H CU CONDENSATOR DIVIZAT DC ȘI NUMĂR REDUS DE SEMICONDUCTOARE.....	18
2.2 SOLICITAREA LA TENSIUNE ȘI CURENT ȘI PIERDERILE INVERTOARELOR DIFERENȚIALE APD	20
2.3 UTILIZAREA ELEMENTELOR DE COMUTAȚIE	21
2.4 ANALIZA PIERDERILOR	22
2.5 CONCLUZII.....	25
3. CONTROLUL UNUI INVERTOR DIFERENȚIAL MONOFAZAT ÎNGLOBÂND VOC TIP VAN DER POL PENTRU INTEGRAREA ÎN MICROREȚEA	26
3.1 CONTROLUL OSCILATORULUI VIRTUAL.....	26
3.2 STRUCTURA PROPUȘĂ BAZATĂ PE VOC A INVERTORULUI MONOFAZAT DBU	28
3.3 REZULTATE EXPERIMENTALE ALE VOC CONVENȚIONAL	28
3.3.1 RĂSPUNS DINAMIC.....	28
3.4 REZULTATE EXPERIMENTALE ALE VOC INVERS.....	29
3.4.1 RĂSPUNS DINAMIC CU SARCINĂ LINIARĂ.....	30
3.4.2 ANALIZĂ COMPARATIVĂ ÎNTRE VOC CONVENȚIONAL ȘI VOC INVERS	30
3.5 CONCLUZII.....	31

4. CONTROLUL UNEI MICROREȚELE MONOFAZATE INSULARIZATE BAZAT PE VOC TIP VAN DER POL ÎMBUNĂȚĂȚIT CU LIMITAREA PUTERII ȘI CONTROL SECUNDAR DISTRIBUIT ROBUST	33
4.1 STRUCTURA SISTEMULUI.....	33
4.2 CONTROLUL PROPUȘ AL MICROREȚELEI	34
4.2.1 CONTROLUL SECUNDAR	35
4.3 VALIDARE EXPERIMENTALĂ	35
4.3.1 CONTROL SECUNDAR	36
4.3.2 LIMITAREA PUTERII	37
4.4 CONCLUZII.....	39
5. CONTROLUL UNEI MICROREȚELE INSULARIZATE BAZAT PE OSCILATOR ANDRONOV-HOPF ȘI CONTROL SECUNDAR DISTRIBUIT CONSENSUAL.....	40
5.1 CONFIGURAREA ȘI CONTROLUL MICROREȚELEI	40
5.1.1 CONTROLUL OSCILATORULUI ANDRONOV HOPF	41
5.1.2 CONTROL SECUNDAR DE CONSENS.....	42
5.2 REZULTATE EXPERIMENTALE	44
5.2.1 REZULTATE EXPERIMENTALE CU MICROREȚEA FIZICĂ	44
5.2.1.1 CONTROL SECUNDAR	44
5.3 CONCLUZII.....	47
6. DEZVOLTAREA PLATFORMELOR EXPERIMENTALE PENTRU APLICAȚII MG.....	48
6.1 CONFIGURAȚIE DE LABORATOR 1	48
6.1.1 DEZVOLTAREA HARDWARE-ULUI ȘI A SISTEMULUI DE CONTROL	48
6.2 CONFIGURAȚIE DE LABORATOR 2	50
6.2.1 DEZVOLTAREA HARDWARE-ULUI ȘI A SISTEMULUI DE CONTROL	50
6.3 CONFIGURAȚIE DE LABORATOR 3	50
6.3.1 DEZVOLTAREA HARDWARE-ULUI ȘI A SISTEMULUI DE CONTROL	50
7. CONCLUZII FINALE	52
7.1 SEMNIFICAȚIE ȘI IMPACTUL MAI LARG AL CERCETĂRII	52
7.2 CONTRIBUȚIILE TEZEI.....	52
7.3 DIREȚII VIITOARE DE CERCETARE	53
7.4 PUBLICĂȚII PE TEMA CERCETĂRII DOCTORALE	54

1. INTRODUCERE

1.1 CONTEXT ȘI MOTIVAȚIE

O proporție semnificativă din instalațiile de energie regenerabilă la scară rezidențială, cum ar fi sistemele fotovoltaice (PV), se bazează pe invertoare monofazate. Controlul eficient al acestor invertoare este, prin urmare, crucial, de exemplu, în gestionarea oscilațiilor de ordinul doi, inerente legăturii de curent continuu a invertoarelor monofazate. Fără o filtrare corespunzătoare a acestor componente oscilatorii de pe partea de curent continuu, acestea ar putea avea efecte adverse asupra performanței sursei primare. Efectele includ supraîncălzirea bateriilor în sistemele de stocare a energiei în baterii, creșterea stresului termic asupra condensatoarelor din circuitul de curent continuu și reducerea randamentului de conversie în sistemele fotovoltaice [1] ,[2] . Pentru a rezolva această provocare, în afara metodei pasive bazate pe condensatoare electrolitice, au fost propuse metode de decuplare activă a puterii (APD) [3] ,[4] ,[5] . Metodele APD se bazează pe redirectionarea acestor oscilații de la partea de curent continuu către alte elemente de procesare (ex. condensatoare film). Prin metodele APD, cerințele de capacitate pe circuitul de curent continuu al invertorului pot fi, de asemenea, reduse semnificativ, permițând înlocuirea condensatoarelor electrolitice voluminoase cu condensatoare cu peliculă subțire, care oferă o durată de viață mai lungă. În literatura de specialitate au fost propuse diverse topologii pentru realizarea APD. Majoritatea acestor topologii implică implementarea unui circuit suplimentar la circuitul invertorului principal pentru a procesa oscilațiile de joasă frecvență[6] ,[7] . Cu toate acestea, aceste topologii generează costuri suplimentare asociate componentelor semiconductoare suplimentare, filtrelor și circuitelor de comandă aferente. Pentru a evita acest dezavantaj, au fost propuse invertoare diferențiale monofazate[8] ,[9] . Avantajele obținerii APD, menținând în același timp numărul de componente suplimentare la un nivel minim, au motivat această teză să întreprindă un studiu cuprinzător asupra acestei clase de invertoare.

Microrețelele (MG) oferă un cadru ideal pentru integrarea diverselor resurse energetice distribuite (DER) bazate pe invertoare, cum ar fi sistemele fotovoltaice, eoliene și unitățile de stocare a energiei în baterii. Aceste MG pot funcționa fie în mod izolat, fie conectate la rețea[10] ,[11] . În cadrul MG, invertoarele acționează ca interfață principală pentru DER, permițându-le să furnizeze energie activă și reactivă, menținând în același timp stabilitatea tensiunii și frecvenței. În prezent, majoritatea invertoarelor conectate la rețea funcționează în modul de urmărire a rețelei, *grid-following* (GFL), bazându-se pe o sursă de tensiune externă, cum ar fi rețeaua, pentru sincronizare[12] . Deși controlul GFL este eficient pentru rețelele rigide, acesta suferă de probleme de stabilitate în cazul rețelelor slabe[13] . Această provocare devine critică în condițiile unei penetrări ridicate a energiei regenerabile, din cauza inerției reduse a sistemului și a impedanței efective crescute a rețelei, care slăbesc rețeaua[14] . În astfel de scenarii, invertoarele trebuie să poată funcționa autonom, menținând în același timp stabilitatea. Pentru a aborda această provocare, majoritatea cercetărilor se concentrează acum pe controlul de tip *grid-forming* (GFM)[15] . Spre deosebire de GFL, invertorul GFM este capabil să stabilească propria tensiune și frecvență, permițând MG-urilor să mențină o funcționare stabilă chiar și în medii cu inerție redusă, în timp ce sunt deconectate de la rețeaua locală. Au fost dezvoltate mai multe strategii GFM, care includ controlul de tip *droop*, mașina sincronă virtuală (VSM) și metode de control mai recente bazate pe oscilatoare virtuale (VOC)[16] ,[17] . Avantajele oferite de VOC, cum ar fi

sincronizarea mai rapidă și răspunsul tranzitoriu mai rapid, au motivat studierea controlului primar bazat pe VOC, cu accent pe sistemele monofazate.

În timp ce controlul primar asigură reglarea tensiunii și frecvenței pentru fiecare invertor, abaterile de regim staționar vor exista în continuare după o perturbație[18]. Sarcina restabilirii tensiunii și frecvenței la valori nominale este atribuită controlului secundar. În general, metodele de control secundar pot fi clasificate în centralizate, distribuite și descentralizate[19]. Metoda centralizată vine cu dezavantajul fiabilității reduse, precum și de provocări legate de scalabilitate, în timp ce metodele de control descentralizate care funcționează numai pe baza măsurătorilor locale pot avea performanțe suboptimale din cauza lipsei unei coordonări adecvate[20]. Datorită structurii distribuite a MG, care constă de obicei din unități independente și dispersate spațial, controlul secundar distribuit oferă o modalitate eficientă de a regla tensiunea și frecvența, îmbunătățind în același timp scalabilitatea și reziliența[21]. Acest lucru a motivat elaborarea și implementarea în cadrul acestei teze a unor metode de control secundar distribuit compatibile cu VOC. Accentul a fost pus pe controlul secundar distribuit bazat pe metode de mediere distribuită și consens.

1.2 NECESITATEA ȘI JUSTIFICAREA TEZEI

Urgența de a aborda schimbările climatice și, în același timp, de a satisface cererea globală de energie a dus la o trecere din ce în ce mai mare de la combustibilii fosili la sursele de energie regenerabile (RES)[22],[23]. MG-urile sunt un factor cheie al acestei tranziții, fiind capabile să integreze diverse DER-uri și sarcini într-o unitate controlabilă[24]. Capacitatea invertoarelor GFM de a funcționa autonom, stabilind și menținând tensiunea și frecvența fără a depinde de o rețea externă, le face ideale pentru MG izolate. VOC este una dintre strategiile de control GFM care a câștigat recent atenție datorită capacităților sale de autosincronizare și control avansat[25]. În această teză sunt prezentate două modele VOC neliniare, Van-der-Pol și Andronov-Hopf Oscillator (AHO). În ciuda avantajelor sale, metodele existente de control VOC nu dispun de mecanisme de limitare a puterii și de metode robuste de control secundar. Această teză abordează această lipsă, dezvoltând o structură de control care integrează limitarea puterii și nivelul de control secundar distribuite într-un cadru bazat pe VOC. Regulatorul de limitare a puterii distribuie puterea în funcție de condițiile de funcționare și de disponibilitatea sursei primare a fiecărui invertor. Prin urmare, acest mecanism permite invertorului să se adapteze la natura intermitentă a RES și la constrângerile operaționale ale bateriilor de stocare. Controlerul poate limita atât puterea activă, cât și cea reactivă la valori de referință specificate, iar când invertorul atinge limita de putere, celelalte care nu sunt restricționate de limitarea puterii preiau sarcina suplimentară. În plus, controlul secundar a fost formulat utilizând strategii de control distribuit, adică abordări bazate pe mediere și consens. Metodele de control secundar dezvoltate pot regla atât tensiunea, cât și frecvența, precum și menținerea distribuirii puterii în funcție de puterea disponibilă în sursa primară. În plus, la dezvoltarea strategiei de control secundar s-a luat în considerare și robustețea împotriva efectelor derivei de ceas (*clock drifts*), inerente controlerelor digitale.

În ultimul deceniu, cercetarea în domeniul invertoarelor monofazate a câștigat o atenție semnificativă, determinată în principal de necesitatea de a dezvolta aplicații RES mai eficiente, mai fiabile și mai rentabile. Cu toate acestea, în ciuda progreselor recente atât în soluțiile de control, cât și în cele hardware, adoptarea elementelor de comutație de mare viteză (adică semiconductoare din carbură de siliciu (SiC)/nitrură de galiu (GaN)) și necesitatea de a implementa tehnici avansate de control au

introdus noi provocări tehnice. O problemă importantă legată de migrarea către noile tehnologii este prelungirea duratei de viață a sistemului. Mai precis, în aplicațiile fotovoltaice, îmbunătățirea fiabilității invertoarelor este crucială pentru reducerea disparității actuale dintre durata lor de viață (de obicei 10-15 ani) și cea a panourilor fotovoltaice (20-25 ani)[26] ,[27] . Unul dintre obiective este prelungirea duratei de viață a invertoarelor pentru a se potrivi cu cea a panourilor fotovoltaice. În consecință, această teză se concentrează pe cele mai recente topologii de invertoare monofazate care prioritizează un design hardware minimalist în scopuri APD, cu utilizarea de componente extrem de fiabile, în special condensatoare cu film.

Această cercetare este în concordanță cu Obiectivul de Dezvoltare Durabilă (ODD) 7 al Națiunilor Unite, care vizează asigurarea accesului la energie accesibilă, fiabilă, durabilă și modernă pentru toți[28] . În mod similar, Pactul verde european și-a stabilit un obiectiv ambițios de a deveni neutru din punct de vedere climatic până în 2050[29] , ambele subliniind importanța energiei regenerabile și a unui sistem energetic rezilient.

1.3 SCOP ȘI OBIECTIVE

Această cercetare are ca scop dezvoltarea, analiza și validarea strategiilor avansate de control pentru invertoarele monofazate, în vederea îmbunătățirii fiabilității și performanței acestora pentru integrarea într-o microrețea.

Obiectivele acestei teze sunt prezentate în continuare:

- Analizarea diverselor invertoare monofazate diferențiale propuse în literatura de specialitate (împărțite în trei clase principale: buck, boost și buck-boost) și derivarea topologiei optime pe baza parametrilor și indicilor precum solicitarea în tensiune și curent, gradul de utilizare a semiconductoarelor și pierderile de putere.
- Dezvoltarea unei descrieri matematice unificate a fiecărei topologii APD pentru a permite o evaluare mai ușoară a limitelor operaționale ale invertoarelor în condiții de parametri diferiți.
- Identificarea și discutarea principalelor strategii de control APD și implementarea acestora. Accentul principal fiind pus pe algoritmi de control autonomi care minimizează dependența de parametrii sistemului.
- Dezvoltarea de metode avansate de control pentru invertoarele monofazate bazate pe VOC, care să permită sincronizarea rapidă, îmbunătățirea răspunsului tranzitoriu, reglarea stabilă a tensiunii și frecvenței în MG.
- Integrarea controlului APD cu controlul avansat bazat pe VOC pentru îmbunătățirea performanței invertoarelor monofazate în MG.
- Proiectarea și dezvoltarea de metode de control secundar distribuit pentru restabilirea tensiunii și frecvenței și distribuirea sarcinii. Metodele sunt proiectate pentru a asigura reziliență la derivate de ceas inerente controlerelor digitale.
- Dezvoltarea și validarea strategiei de limitare a puterii pentru invertoarele bazate pe VOC, îmbunătățind funcționarea acestora într-un mediu MG. Un controler de limitare a puterii care distribuie energia în funcție de condițiile de funcționare și de disponibilitatea sursei primare,

permițând invertorului să se adapteze la natura intermitentă a RES și la constrângerile operaționale ale bateriilor.

- Verificarea eficacității abordărilor de control dezvoltate prin simulări și experimente extensive efectuate utilizând configurații MG la scară de laborator.

1.4 STRUCTURA TEZEI

Teza este organizată în șapte capitole:

Capitolul 1: Introducere — prezintă contextul și motivația cercetării. În primul rând, sunt evidențiate provocările oscilațiilor de ordinul doi în legătura de curent continuu a sistemelor de invertoare monofazate și necesitatea unor soluții de control eficiente pentru gestionarea acestor oscilații. Metodele de control APD au fost propuse ca o opțiune viabilă, având în vedere avantajele lor de minimizare a cerințelor de capacitate ale legăturii de curent continuu. S-a pus un accent mai mare pe topologiile care utilizează un număr minim de componente pentru a realiza APD. În continuare, capitolul discută contextul mai larg al integrării invertoarelor monofazate în microrețele, care necesită un control GFM fiabil pentru a menține tensiunea și frecvența stabile. Capitolul oferă, de asemenea, justificarea cercetării și se încheie cu prezentarea scopului general și a obiectivelor tezei.

Capitolul 2: Topologii diferențiale ale invertoarelor monofazate cu APD și determinarea topologiei optime — oferă o analiză de ultimă oră, incluzând principalele topologii utilizate pentru a obține APD cu un număr minim de componente, precum și metodele de control. În plus față de stadiul actual al tehnicii, capitolul include descrieri matematice unificate și rezultate analitice dezvoltate ca parte a acestei cercetări pentru fiecare topologie examinată, permițând o evaluare mai ușoară a limitelor operaționale ale invertoarelor în condiții de parametri diferiți.

Capitolul 3: Controlul unui invertor diferențial monofazat și integrarea acestuia cu controlul avansat bazat pe Van der Pol VOC pentru integrarea MG — prezintă dezvoltarea cadrului de control avansat pentru invertoarele monofazate bazate pe controlul primar al oscilatorului Van der Pol. Capitolul se concentrează pe funcționarea autonomă a unui singur invertor pentru a stabili principiile de bază ale controlului VOC înainte de integrarea acestuia într-un MG în capitolele următoare. Sunt prezentate atât schemele de control VOC convenționale, cât și cele inverse, iar performanțele în stare staționară și dinamică sunt realizate în condiții de încărcare liniară și neliniară.

Capitolul 4: Controlul unei microrețele monofazate în regim insularizat bazat pe VOC de tip *Van der Pol*, îmbunătățit cu limitarea puterii și control secundar distribuit robust — Bazându-se pe principiile de control primar ale *Van der Pol*/VOC stabilite în capitolul 3, acest capitol se concentrează pe integrarea mai multor invertoare într-o MG. Apoi prezintă o strategie de limitare a puterii care poate limita atât puterea activă, cât și cea reactivă la valori de referință specificate, îmbunătățind funcționarea invertoarelor bazate pe VOC. În final, este prezentată o schemă de control secundar distribuit bazată pe mediere pentru a restabili tensiunea și frecvența la valori nominale, precum și pentru a asigura distribuția puterii între invertoare.

Capitolul 5: Control bazat pe oscilatorul Andronov-Hopf al unei MG izolate cu control secundar distribuit consensual — Acest capitol extinde studiul VOC prin prezentarea unei MG cu un cadru de control derivat din oscilatorul Andronov-Hopf. Acest lucru a fost motivat de avantajele oferite de acest oscilator de a genera semnale cu mai puține componente armonice în comparație cu oscilatorul Van

der Pol. După aceea, este prezentat un cadru de control secundar distribuit bazat pe consens, conceput pentru a fi compatibil cu invertoarele GFM bazate pe AHO, pentru restabilirea tensiunii și frecvenței, precum și pentru menținerea distribuției puterii între invertoare.

Capitolul 6: Dezvoltarea platformelor experimentale pentru aplicații MG — acest capitol prezintă platformele experimentale, atât configurația HIL, cât și configurația cu invertoare fizice utilizate pentru validarea strategiilor de control MG dezvoltate pe parcursul tezei. Experimentele au fost efectuate la Institutul de Cercetare și Dezvoltare al Universității Transilvania din Brașov și la Universitatea Aalborg din Danemarca.

Capitolul 7: Concluzii — prezintă concluziile tezei, rezumând principalele constatări, contribuții, direcții viitoare de cercetare și diseminarea rezultatelor cercetării.

2. TOPOLOGII DIFERENȚIALE DE INVERTOARE MONOFAZATE CU DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII ȘI DETERMINAREA TOPOLOGIEI OPTIME

Conținutul acestui capitol a fost publicat de autor în IEEE Access, vol. 11, 2023 [30] și în volumul conferinței internaționale 2023 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2023 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) [31].

Ca segment important al electronicii de putere, invertoarele monofazate sunt utilizate pe scară largă în prezent într-o varietate de aplicații la scară mică (adică în gama kW), cum ar fi RES, încărcătoare *on-board* pentru vehicule electrice, aparate electrocasnice sau surse de alimentare neîntreruptibile [32], [33], [34]. În consecință, a crescut interesul pentru cercetarea topologiilor hardware și a soluțiilor de control pentru invertoarele monofazate, cu accent pe îmbunătățirea fiabilității, reducerea costurilor, creșterea eficienței și îmbunătățirea densității de putere [35], [36], [37]. Adoptarea semiconductoarelor cu bandă interzisă largă, precum SiC și GaN, care s-au dovedit a fi mai performante decât cele tradiționale pe bază de siliciu (cel puțin în aplicațiile la scară mică) datorită tensiunilor și temperaturilor nominale mai ridicate, vitezelor de comutare mai rapide și pierderilor mai mici [38], [39], [40], [41], reprezintă o cale importantă către atingerea obiectivelor menționate anterior.

O altă provocare majoră în cazul invertoarelor monofazate este procesarea componentei inerente de oscilație de putere de ordinul doi, care trebuie împiedicată să fie transferată la sursa de curent continuu [8], [42], [43]. Procesarea acestor oscilații de joasă frecvență necesită stocarea unei cantități mari de energie. În mod convențional, s-au utilizat tehnici pasive de decuplare care utilizează condensatoare electrolitice mari pe linia de curent continuu a invertorului. Cu toate acestea, din cauza duratei de viață relativ scurte a condensatoarelor electrolitice, care depind în mare măsură de temperatură [44], [45], [46], în literatura de specialitate au fost studiate alte soluții, denumite în mod obișnuit tehnici APD [7], [3], [47], [48], [49]. Ideea principală din spatele soluțiilor APD este de a direcționa oscilațiile de putere către un element de stocare a energiei pe termen scurt mai fiabil, cum ar fi condensatoarele cu film subțire, denumite în continuare condensatoare de decuplare.

În metodele APD se utilizează în mod obișnuit două tehnici diferite pentru a transfera puterea pulsatorie către o componentă tampon. Prima implică adăugarea de comutatoare active la circuitul convertorului, cum ar fi o a treia ramură [50], [51], [52], iar a doua nu adaugă niciun element activ suplimentar. Utilizarea dispozitivelor semiconductoare suplimentare pentru a realiza decuplarea puterii afectează densitatea puterii, costul și eficiența convertorului [53], [54]. Prin urmare, invertoarele diferențiale sunt o opțiune adecvată pentru realizarea APD fără a fi nevoie de componente semiconductoare suplimentare. Datorită numărului redus de componente, acestea oferă o soluție rentabilă pentru gestionarea componentei de undă de ordinul doi în invertoarele monofazate.

Structura generală a unui inverter monofazat diferențial cu sursă de tensiune este ilustrată în Fig 1 [30]. Acesta este format din două convertoare semi-punte (HB) (A și B) care funcționează fie în mod diferențial (DM), fie în mod comun (CM). DM transferă energia de la portul de intrare (DC) la portul de ieșire (AC), iar CM poate fi utilizat pentru a obține APD. Fiecare HB este un convertor DC-DC care poate fi configurat ca o topologie buck, boost sau buck-boost. Pornind de la aceste topologii de bază, pot fi identificate diferite topologii de invertoare, și anume buck diferențial (DBU), boost diferențial (DBO),

buck-boost diferențial (DBB) și invertoare buck diferențiale cu condensatoare divizate pe partea AC (DBU-SC). În plus, sunt luate în considerare și alte topologii pentru a realiza APD, cum ar fi o punte H cu un condensator divizat DC (DSCHB) și varianta de inverter cu număr redus de semiconductoare (RS-DSCHB).

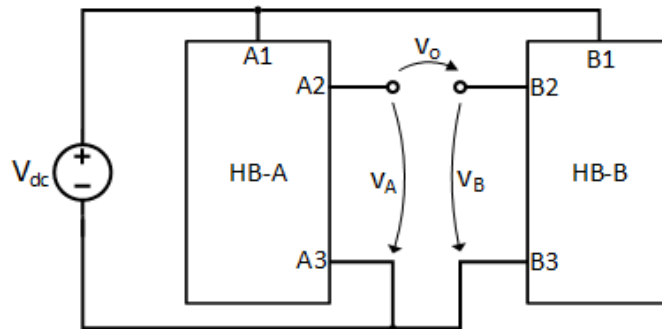


Fig 1. Structura generică a invertoarelor diferențiale monofazate.

2.1 TOPOLOGII DE INVERTOARE DIFERENȚIALE MONOFAZATE

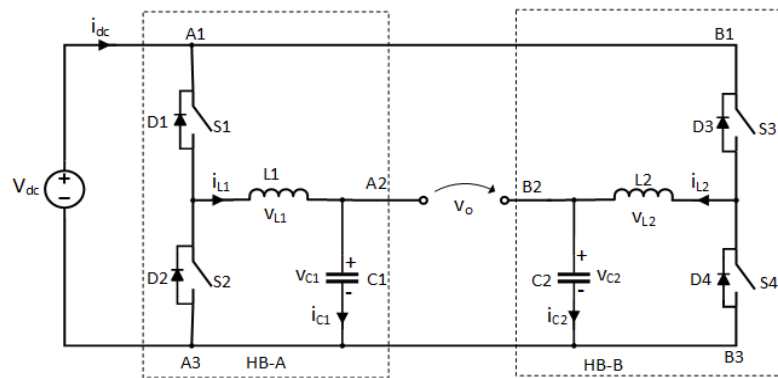
Așa cum se ilustrează în Fig 1, structura generală a unui inverter monofazat diferențial cu sursă de tensiune constă din două semipunți (HB-A și HB-B) alimentate de o sursă comună de curent continuu[30]. Inverterul suportă două moduri de funcționare: DM și CM. DM este modul principal de livrare a energiei de la portul de intrare (curent continuu) la portul de ieșire (curent alternativ). Funcționarea CM poate fi utilizată în alte scopuri, cum ar fi controlul APD. Un inverter sincron HB are două comutatoare care funcționează în mod complementar și un inductor de filtrare conectat la punctul median. Un condensator de filtrare este, de asemenea, adăugat la ieșire pentru a asigura filtrarea tensiunii de ieșire. HB-A și HB-B sunt conectate în paralel la aceeași sursă de intrare DC, iar fiecare HB este modulat astfel încât tensiunea de ieșire diferențială între cele două HB să fie sinusoidală. Această topologie generică este configurabilă și, în funcție de dispunerea componentelor, poate fi configurată pentru a implementa una dintre cele trei topologii fundamentale: buck, boost sau buck-boost.

O cronologie a topologiilor analizate ale inverterului diferențial cu APD, cu principalele referințe care au furnizat o nouă abordare care a dus la dezvoltarea topologiei luate în considerare, este prezentată în Tabelul 1. Axa verticală reprezintă topologia, așa cum este definită în acest studiu, în timp ce axa orizontală reprezintă anul în care a fost publicată referința, precum și tipurile de controlere de decuplare și sarcini (liniare/nelineare, funcționare autonomă sau conectate la rețea). După cum se arată în Tabelul 1, majoritatea contribuțiilor au fost aduse inverterului DBU, care s-a dovedit a fi cel mai practic, așa cum se arată și în acest capitol.

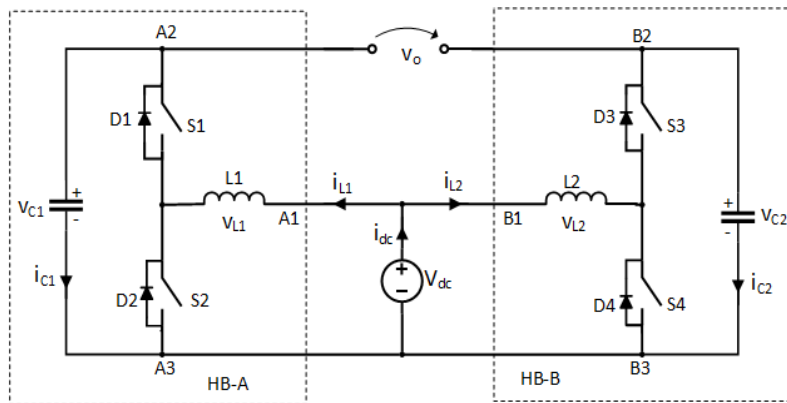
Fig 2 (a) până la Fig 2 (c) prezintă schemele inverterului DBU, DBO și DBB, respectiv. Punctul median dintre cele două condensatoare de decuplare, C_1 și C_2 , este conectat la borna negativă a sursei de curent continuu. O operație similară se obține dacă punctul comun al condensatoarelor de decuplare este conectat la linia CC pozitivă. Cele două borne, A_2 și B_2 , de pe partea de curent alternativ sunt apoi conectate diferențial la sarcină sau la rețea.

Tabelul 1 : Cronologia topologiilor de decuplare a puterii active pentru invertoarele diferențiale.

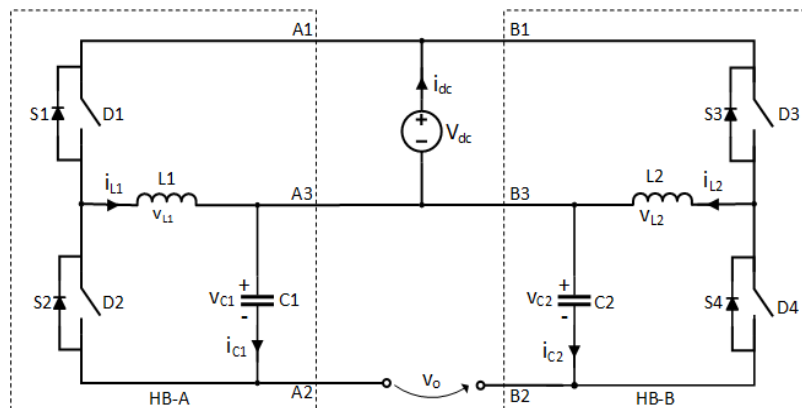
Topologie	Anul publicării													Controler de decuplare	Tipul sarcinii
	2013	2014	2015	2016	2017	2018	2019	2020	2021	2022	2023	2024	2025		
DBU	[55]													Generare analitică a referinței	Liniară
	[8]													Multi rezonant	Liniar
	[56]													Multi-rezonant	Rețea
	[57]													HPF + PR	Liniar
	[53]													HPF + PR	Rețea
	[58]													Multi rezonant	Rețea/ Linear
	[59]													HPF + PR	Linear
	[60]													Multi rezonant	Rețea
	[9]													Multi rezonant	Liniar / neliniar
	[61]													Multi-rezonant	Linear
	[62]													Generare analitică a referinței	Rețea
	[63]													Multi-rezonant	Liniar / neliniar
	[43]													Multi-rezonant	Liniar
	[64]													Multi-rezonant	Linear
	[65]													Multi-rezonant	Linear
	[66]													Multi rezonant	Linear
	[31]													Multi-rezonant	Linear
	[67]													SOGI + Rezonant	Rețea
	[68]													SOGI + Multi rezonant	Rețea
	[69]													Multi-rezonant	Rețea
DBO	[59]													HPF + PR	Linear
	[70]													Filtru trece-bandă	Rețea
	[71]													Controler bazat pe reguli	Rețea
	[72]													Generare analitică a referinței	Liniar
	[9]													Multi rezonant	Liniar / neliniar
	[73]													Multi-rezonant	Liniar / neliniar
	[1]													Filtru notch de ordin fracționar	Liniar / neliniar
DBB	[59]													HPF + PR	Liniar
	[74]													Generare analitică a referinței	Liniar
	[9]													Multi rezonant	Liniar/neliniar
	[75]													Generare analitică a referinței	Liniar
	[76]													HPF + Controler repetitiv cu frecvență uniformă	Nelinear
DBU-SC									[77]				Generare analitică a referinței	Liniar	
DSCHB	[78]													PR	Rețea
	[42]													Multi rezonant	Rețea
	[79]													Controler <i>sliding mode</i>	Rețea
	[80]													Generare analitică a referinței	Linear
RS-DSCHB	[81]													PR	Rețea
	[82]													Multi rezonant	Rețea / Linear



(a)



(b)



(c)

Fig 2. Invertoare monofazate diferențiale: (a) buck; (b) boost; (c) buck-boost.

Alte topologii pot fi generate din aceste topologii fundamentale, ca în [77], în care condensatoarele inițiale de decuplare de pe partea de curent alternativ a invertoarelor DBU sunt împărțite în două forme simetrice. Fig 3 prezintă DBU-SC. În [83], punctul median al celor două condensatoare de decuplare a fost conectat la punctul median al condensatorului divizat de pe linia de DC. Astfel, utilizarea condensatoarelor de decuplare este îmbunătățită. Tensiunea de ieșire a invertoarelor diferențiale monofazate, așa cum se arată în Fig 1, este generată ca o componentă diferențială între cele două porturi de ieșire ale celor două HB (A_2 , B_2).

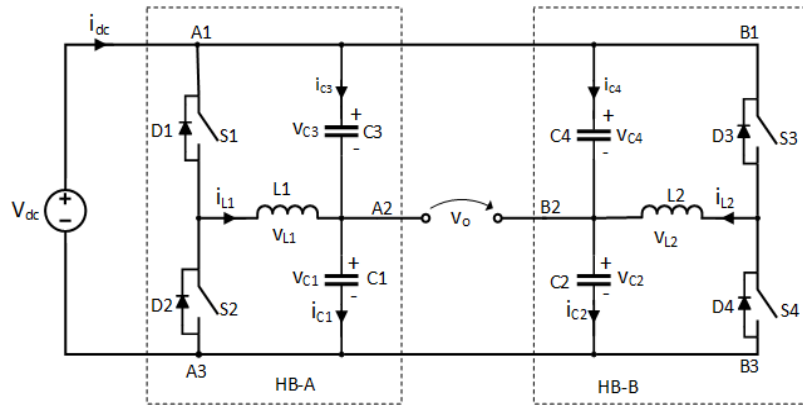


Fig 3 . Invertor buck diferențial cu condensator divizat pe partea de curent alternativ.

Fără decuplarea puterii, cele două tensiuni de ieșire HB sunt controlate pentru a urma referințele prezentate în (1) cu aceeași magnitudine și frecvență, dar cu un defazaj de 180° .

$$\begin{cases} v_A = V_d + 0.5V_m \sin(\omega t) \\ v_B = V_d - 0.5V_m \sin(\omega t) \end{cases} \quad (1)$$

unde V_d , V_m și ω sunt, *offset*-ul tensiunii de curent continuu, amplitudinea tensiunii de ieșire AC și frecvența unghiulară. Componenta DM este dată apoi de (2), care este tensiunea de ieșire a invertorului:

$$v_o = v_A - v_B = V_m \sin(\omega t) \quad (2)$$

2.1.1 DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII ÎN INVERTORUL DIFERENȚIAL BUCK

Să presupunem că topologia invertorului DBU prezentată în Fig 2 (a) alimentează o sarcină liniară cu o tensiune de ieșire sinusoidală, dată de (2), puterea de ieșire instantanee p_o va rezulta:

$$p_o = \frac{V_m I_m}{2} [\cos\phi - \cos(2\omega t + \phi)] \quad (3)$$

unde I_m este amplitudinea curentului de ieșire și ϕ este unghiul de defazaj dintre tensiunea de ieșire v_o și curentul de ieșire i_o .

Componenta de putere de ordinul doi, inerentă în (3), trebuie decuplată pentru a împiedica transferul acesteia către sursa de curent continuu. După cum s-a menționat deja, în loc să se utilizeze un condensator electrolitic masiv pe partea de curent continuu, decuplarea puterii în topologiile analizate se realizează prin devierea pulsației de putere către un condensator cu film subțire mai fiabil, de capacitate mai mică. Neglijând căderea de tensiune pe filtrul inductiv de ieșire, puterea absorbită de condensatoarele de decuplare trebuie să fie egală cu puterea componentei oscilante. Acest lucru duce la următoarea ecuație diferențială de ordinul întâi (4),

$$C_1 v_{c1} \frac{dv_{c1}}{dt} + C_2 v_{c2} \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{V_m I_m}{2} \cos(2\omega t + \phi) \quad (4)$$

Pentru încărcarea simetrică a invertorului, s-a presupus că ($C_1 = C_2 = C_d$). Cunoscând tensiunea diferențială de ieșire ($v_{c1} - v_{c2}$) dată în(2) și rezolvând(4) și(2), cele două tensiuni de ieșire rezultă în(5),

unde S este puterea aparentă, V_o este valoarea RMS a tensiunii de ieșire, iar K_o este un parametru de inițializare, așa cum se explică mai jos.

Pe baza constrângerilor de funcționare ale unui HB, tensiunile dintre cele două condensatoare de decuplare trebuie să fie pozitive, așa cum se arată în (6). Mai mult, partea de sub radical în (5) trebuie să fie, de asemenea, pozitivă. Aceste două constrângeri pot fi îndeplinite prin intermediul parametrului K_o , care poate fi calculat astfel după relația din (7).

$$v_{c1,2} = \pm \frac{V_m}{2} \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2S}{\omega C_d} \sin(2\omega t - \phi) - 2V_o^2 \sin^2(\omega t) + \frac{2S}{\omega C_d} \sin(\phi) + K_o} \quad (5)$$

$$v_{c1,2} \geq 0 \quad \forall \omega t \in [0, 2\pi] \quad (6)$$

$$K_o = \max_{0 \leq \omega t \leq 2\pi} \left[4V_o^2 \sin^2(\omega t) - \frac{2S}{\omega C_d} [\sin(2\omega t - \phi) + \sin(\phi)] \right] \quad (7)$$

Așadar, regulatorul APD va genera v_{C1} și v_{C2} conform (5) pentru realizarea funcției APD. Cu toate acestea, această metodă este sensibilă la variația parametrilor implicați; prin urmare, este posibil ca decuplarea precisă a puterii să nu poată fi realizată dacă parametrii, cum ar fi capacitatea condensatoarelor de decuplare, se modifică sau dacă există perturbații în curentul de ieșire. Pentru parametrii principali furnizați în Tabelul 2 și luând în considerare sarcina rezistivă, adică $\phi = 0$ (care va fi considerată la fel în analiza următoare), Fig 4 (a) arată formele de undă de tensiune obținute v_{C1} și v_{C2} pe condensatoarele de decuplare și tensiunea de ieșire diferențială (v_o) la puterea nominală. Rezultatele arată că vârful tensiunii pe condensatoarele de decuplare este de aproximativ 1,23 ori mai mare decât valoarea maximă a tensiunii de ieșire. Prin urmare, tensiunea minimă de intrare CC necesară în acest caz este mai mare decât cea a punții H convenționale. Fig 4 (b) prezintă formele de undă ale curentului de ieșire al invertorului (i_{L1} și i_{L2}).

Tabelul 2 : Parametrii principali ai invertorului.

Parametru	Valoare
Tensiunea de ieșire efectivă și frecvența	230 V, 50 Hz
Puterea activă nominală de ieșire	1 kW
Capacitatea condensatoarelor de decuplare (C_1, C_2)	60 μ F

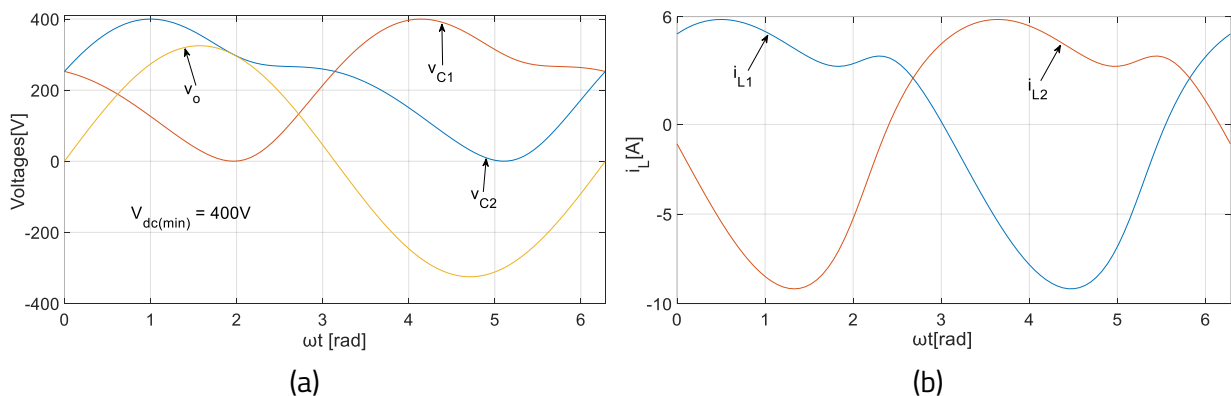


Fig 4 . Invertor monofazat diferențial buck: (a) forme de undă ale tensiunilor v_{C1} , v_{C2} , v_o ; (b) forme de undă ale curenților i_{L1} și i_{L2} .

2.1.2 DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII ÎN INVERTORUL DIFERENȚIAL BOOST

Topologia generală a unui invertor DBO este prezentată în Fig 2 (b). Ecuația generală pentru v_{C1} și v_{C2} rămâne aceeași cu cea a topologiei DBU, așa cum se arată în (5), și numai expresia lui K_o este modificată pentru a satisface noua restricție (8) introdusă pentru invertorul DBO.

$$v_{c1,2} \geq V_{dc} \quad \forall \omega t \in [0, 2\pi] \quad (8)$$

unde V_{dc} reprezintă tensiunea de intrare CC.

În acest caz, K_o se obține prin rezolvarea numerică a ecuației (9).

$$K_o = \max_{0 \leq \omega t \leq 2\pi} \left[4V_{dc}^2 - 4\sqrt{2}V_{dc}V_o \sin(\omega t) + 4V_o^2 \sin^2(\omega t) - \frac{2S}{\omega C_d} [\sin(2\omega t - \phi) + \sin(\phi)] \right] \quad (9)$$

Formele de undă ale tensiunilor v_{C1} și v_{C2} , precum și tensiunea diferențială de ieșire (v_o), sunt prezentate în Fig 5 (a). Se observă că tensiunile condensatorului sunt deplasate deasupra tensiunilor de intrare CC. Avantajul acestei topologii este că poate funcționa cu o tensiune de intrare CC mai mică decât varianta buck prezentată anterior. Cu toate acestea, deoarece tensiunea pe condensatoarele de decuplare este deplasată deasupra tensiunii de intrare CC, aceste condensatoare sunt supuse unor tensiuni mai mari. Fig 5 (b) prezintă formele de undă ale curentului invertorului.

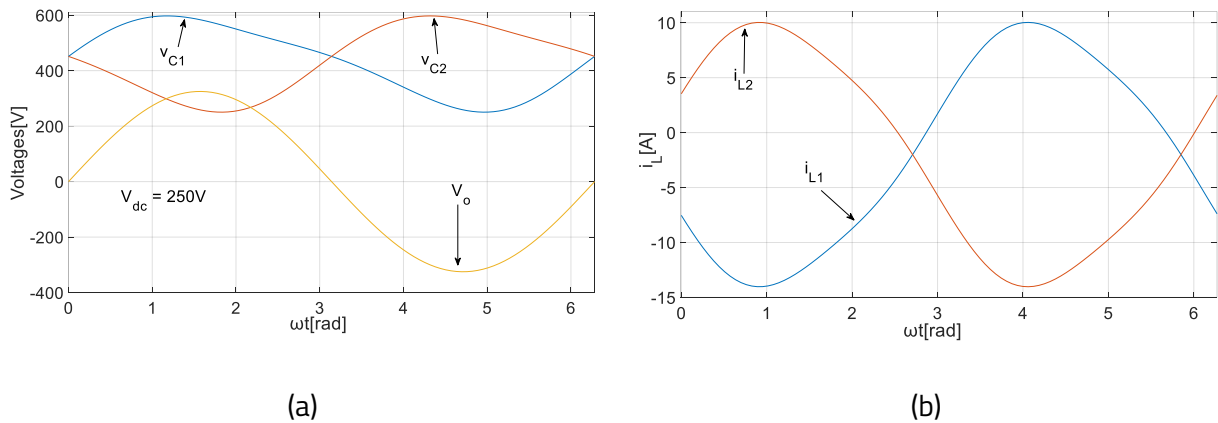


Fig 5. Invertor monofazat diferențial boost: (a) forme de undă ale tensiunilor v_{C1} , v_{C2} , v_o ; (b) forme de undă ale curenților i_{L1} și i_{L2} .

2.1.3 DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII ÎN INVERTORUL DIFERENȚIAL BUCK-BOOST

Structura de bază a DBB este prezentată în Fig 2 (c). Aceasta constă din două convertoare buck-boost (HB-A și HB-B) conectate la aceeași sursă de intrare CC V_{dc} . Tensiunea de ieșire v_o este tensiunea diferențială între cele două condensatoare de decuplare C_1 și C_2 . DBB poate funcționa fie în modul buck, fie în modul boost, în funcție de tensiunea de intrare DC. În mod similar, ecuațiile de tensiune, v_{C1} și v_{C2} rămân aceleași cu cele ale DBU, așa cum se arată în (5). În modul buck, valoarea K_o este dată de (7), în timp ce în modul boost, aceasta este dată de (9). Deși această topologie are un interval de funcționare mai larg pentru tensiunea de intrare DC, tensiunea pe ramura invertorului este cea mai mare (suma tensiunii de intrare DC și a tensiunii pe condensatorul de decuplare). Fig 6 (a) și Fig 6 (b) arată formele de undă ale tensiunilor v_{C1} și v_{C2} pentru cele două moduri de funcționare (boost și buck),

respectiv Fig 6 (c) și Fig 6 (d) prezintă formele de undă ale curentului de ieșire. Din motive practice, s-a luat în considerare o tensiune de curent continuu de 250 V pentru modul boost [9].

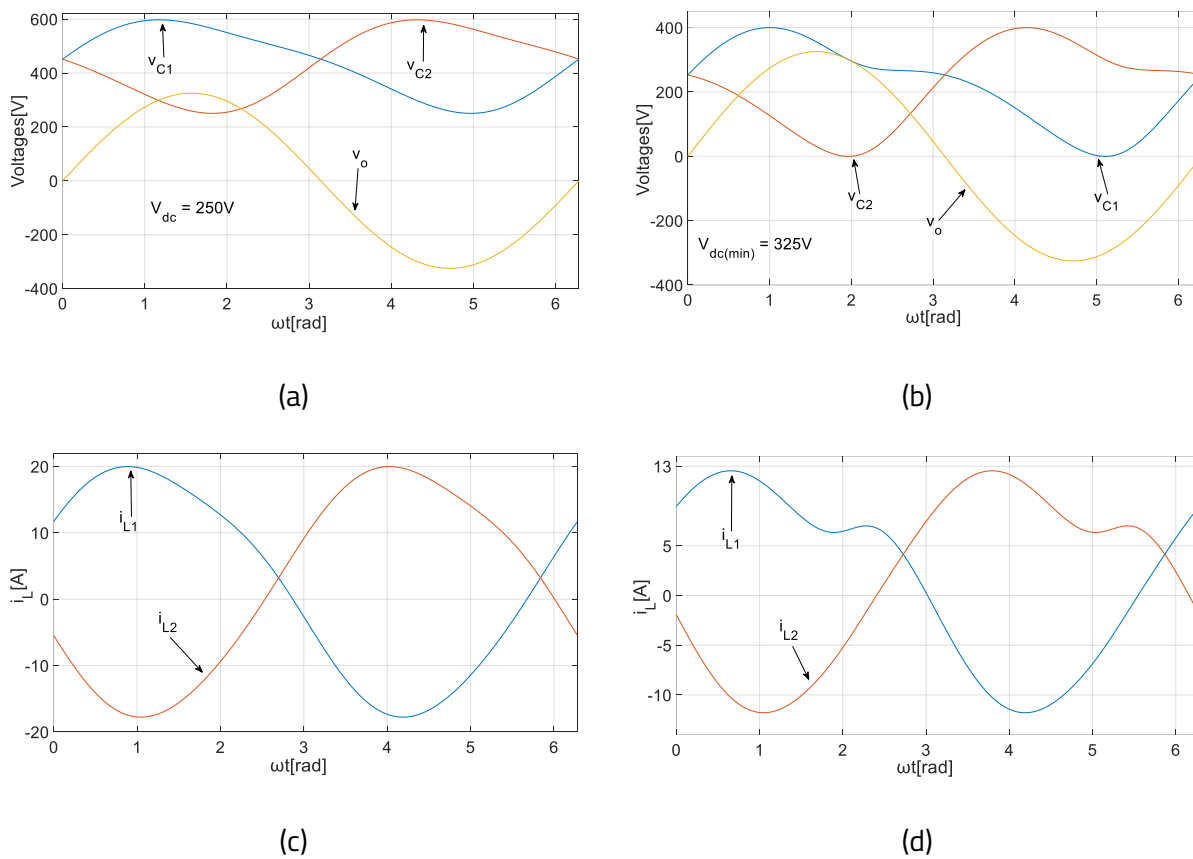


Fig 6 . Invertor monofazat diferențial buck-boost: (a) forme de undă de tensiune ale v_{c1} , v_{c2} , v_o în modul boost; (b) forme de undă de tensiune ale v_{c1} , v_{c2} , v_o în modul buck; (c) forme de undă ale curentului i_{L1} și i_{L2} în modul boost; (d) forme de undă ale curentului i_{L1} și i_{L2} în modul buck .

2.1.4 DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII ÎN INVERTORUL DIFERENȚIAL BUCK CU CONDENSATOR DIVIZAT PE PARTEA DE CURENT ALTERNATIV

Această topologie, prezentată în Fig 3 , este derivată din DBU[77] . Condensatoarele de decuplare sunt divizate în două forme simetrice. Bucla de filtrare creată de sursa de curent continuu și condensatoarele C_1 , C_3 sau C_2 , C_4 oferă o cale de conducție pentru curenții de înaltă frecvență, ceea ce reduce cerințele condensatoarelor de legătură de curent continuu. Componenta oscilantă este procesată utilizând toate cele patru condensatoare, așa cum se arată în (10) , cu constrângeri (2) și (11) .

$$C_1 v_{c1} \frac{dv_{c1}}{dt} + C_2 v_{c2} \frac{dv_{c2}}{dt} + C_3 v_{c3} \frac{dv_{c3}}{dt} + C_4 v_{c4} \frac{dv_{c4}}{dt} = 0.5V_m I_m \cos(2\omega t + \phi) \quad (10)$$

$$\begin{cases} v_{c1,2,3,4} \geq 0 & \forall \omega t \in [0, 2\pi] \\ v_{ci} = V_{dc} - v_{c(i-2)} & \forall \omega t \in [0, 2\pi] \{i = 3, 4\} \end{cases} \quad (11)$$

Rezolvarea ecuației diferențiale (10) cu constrângerile (2) și (11) dă (12) , unde K_o se obține prin rezolvarea numerică a următoarei expresii (13) .

$$v_{c1,2} = \frac{V_{dc}}{2} \pm \frac{V_m}{2} \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \sqrt{V_{dc}^2 - 2V_o^2 \sin^2(\omega t) + \frac{S}{\omega C_d} [\sin(2\omega t - \phi)] + \sin(\phi)} - K_o \quad (12)$$

$$K_o = \min_{0 \leq \omega t \leq 2\pi} \left[V_{dc}^2 - 2V_o^2 \sin^2(\omega t) + \frac{S}{\omega C_d} [\sin(2\omega t - \phi)] + \sin(\phi) \right] \quad (13)$$

Formele de undă ale condensatorului de decuplare v_{C1} , v_{C2} , v_{C3} , v_{C4} sunt prezentate în Fig 7 (a), iar Fig 7 (b) prezintă formele de undă ale curentului inverterului.

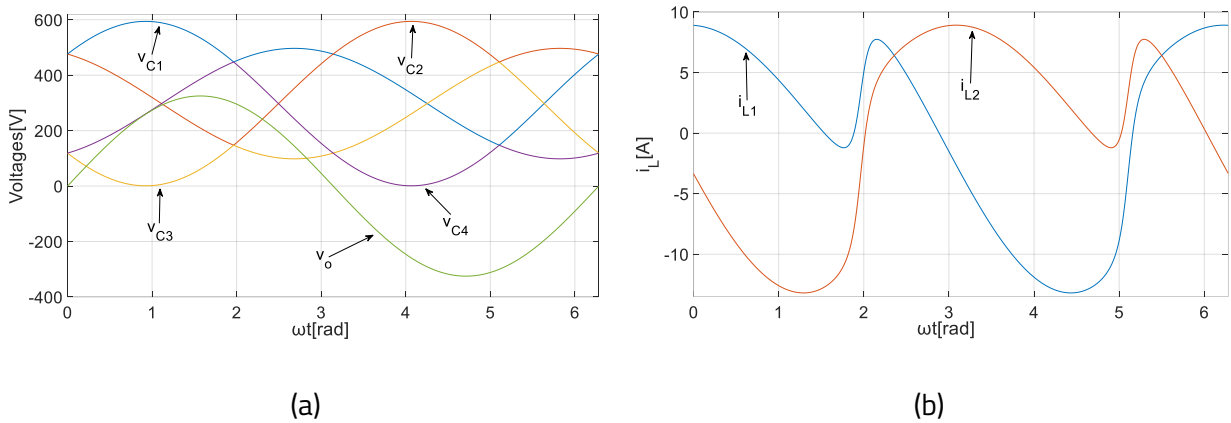
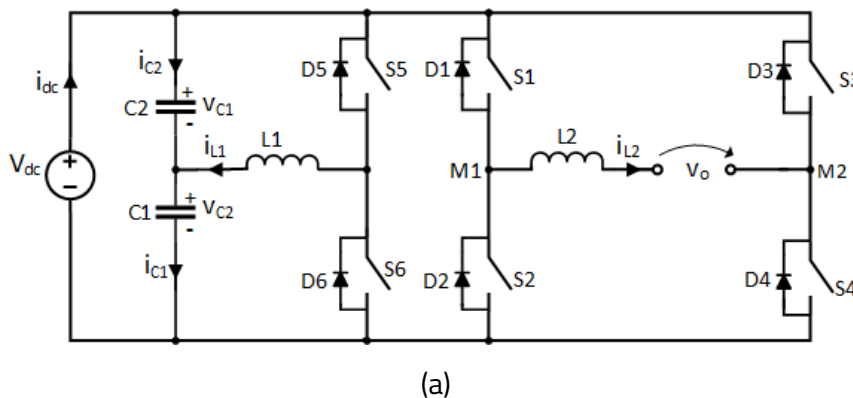


Fig 7. Invertor diferențial cu condensator divizat pe partea de curent alternativ: (a) forme de undă de tensiune ale v_{C1} , v_{C2} , v_{C3} , v_{C4} , v_o ; (b) forme de undă de curent ale i_{L1} și i_{L2} .

2.1.5 DECUPLARE ACTIVĂ A PUTERII PENTRU INVERTOR PUNTE H CU CONDENSATOR DIVIZAT DC ȘI NUMĂR REDUS DE SEMICONDUCTOARE

Pentru a oferi o analiză echilibrată a invertoarelor monofazate diferențiale, s-au luat în considerare și topologia H-bridge cu o ramură suplimentară pentru APD, DSCHB [19], și varianta cu număr redus de semiconductoare derivată din aceasta, RS-DSCHB [29], așa cum se arată în Fig 8 (a) și Fig 8 (b). În Fig 8 (a), o ramură buck sincronă suplimentară este adăugată la invertorul H-bridge. Condensatorul DC-link este, de asemenea, împărțit în două condensatoare identice conectate în serie. Avantajul acestor topologii este că nu sunt necesare condensatoare suplimentare pentru APD, deoarece aceleași condensatoare DC-link vor îndeplini funcționalitățile duale de menținere a unei tensiuni rigide a liniei de CC și de realizare a APD.



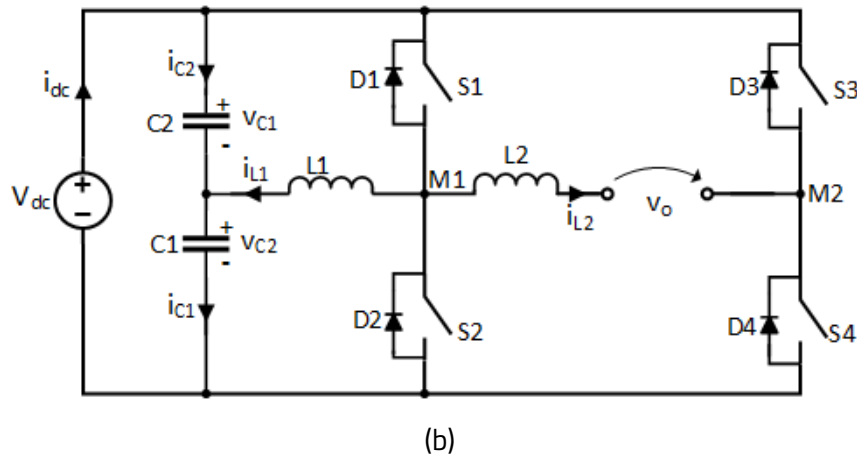


Fig 8. Invertor H-Bridge cu condensator CC divizat: (a) Invertor punte H cu decuplare sincronă a puterii active buck; (b) varianta cu număr redus de comutatoare.

Ecuția generală(4) se aplică pentru aceste două topologii cu următoarele constrângeri:

$$\begin{cases} v_{c1,2} \geq 0 & \forall \omega t \in [0, 2\pi] \\ v_o = V_m \sin(\omega t) \\ v_{c2} = V_{dc} - v_{c1} \end{cases} \quad (14)$$

Rezolvarea ecuației(4) cu constrângerile menționate mai sus conduce la ecuația (15), unde K_o este dată de optimizarea funcției(16).

$$v_{c1} = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{V_{dc}^2 + \frac{2S}{\omega C_d} [\sin(2\omega t - \phi)] + \sin(\phi) - K_o} \quad (15)$$

$$K_o = \min_{0 \leq \omega t \leq 2\pi} \left[V_{dc}^2 + \frac{S}{\omega C_d} [\sin(2\omega t - \phi)] + \sin(\phi) \right] \quad (16)$$

Formele de undă ale tensiunilor v_{c1} și v_{c2} pe condensatoarele de decuplare pentru V_{dc} minimă în condiții de capacitate nominală și putere nominală sunt prezentate în Fig 9 (a), iar Fig 9 (b) prezintă formele de undă ale curentului invertorului.

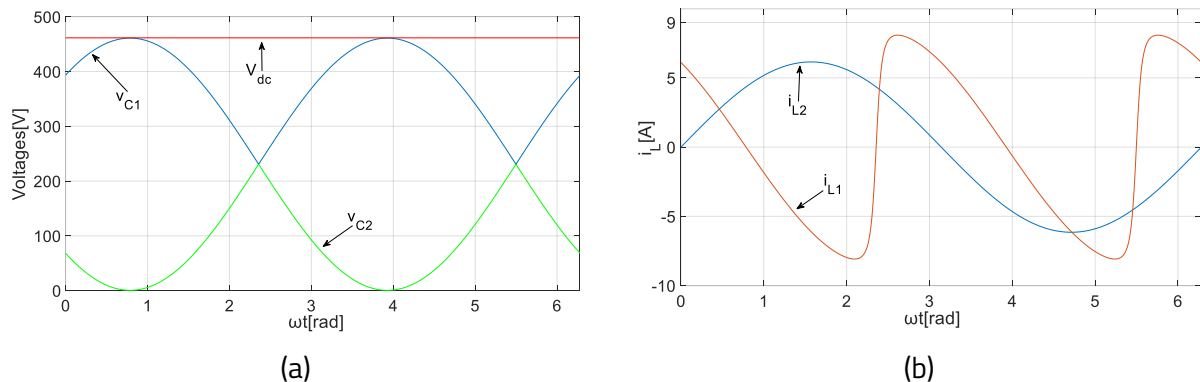


Fig 9. Invertor punte H cu condensator DC divizat: (a) forme de undă de tensiune ale v_{c1} , v_{c2} , v_{dc} ; (b) forme de undă de curent ale i_{L1} și i_{L2}

2.2 SOLICITAREA LA TENSIUNE ȘI CURENT ȘI PIERDERILE INVERTOARELOR DIFERENȚIALE APD

Adăugarea unei tensiuni de compensare pentru a obține APD are ca rezultat o creștere a tensiunii pe condensatoarele de decuplare și semiconductoare, respectiv o creștere a cerinței de tensiune DC-link. Tensiunea pe elementele de comutație este considerată ca fiind tensiunea pe ramura inverterului. Din considerentele din Tabelul 3, se efectuează o analiză a tensiunii, unde V_{cmax} este tensiunea maximă pe condensatoarele de decuplare.

Tabelul 3 : Limite de tensiune pentru semiconductoare și condensatoare de decuplare .

Topologie	Solicitarea de tensiune pe semiconductoare	Constrângeri de tensiune pe condensatoarele de decuplare
DBU	V_{dc}	$0 \leq V_{C1,2} \leq V_{dc}$
DBO	V_{cmax}	$V_{C1,2} \geq V_{dc}$
DBB	$V_{dc} + V_{cmax}$	$V_{C1,2} \geq 0$
DBU-SC	V_{dc}	$V_{C1,2,3,4} \geq 0$
DSCHB	V_{dc}	$V_{C1,C2} \geq 0$
RS-DSCHB	V_{dc}	$V_{C1,C2, M1, M2} \geq 0$

Graficul tensiunilor minime pe semiconductoare în funcție de capacitatea de decuplare pentru topologiile buck și boost este prezentat în Fig 10 (a) și Fig 10 (b), respectiv. După cum se poate observa, tensiunea totală pe ramura inverterului a scăzut odată cu creșterea capacității. Acest lucru se datorează faptului că, pentru aceeași energie a condensatorului, tensiunea acestuia este invers proporțională cu rădăcina pătrată a capacității. Fig 10 (a) arată că topologia DBU are cea mai mică tensiune pe elementele de comutație. Acest lucru face posibilă utilizarea tranzistoarelor cu tensiuni nominale relativ scăzute, ceea ce reduce prețul acestora. În plus, o marjă de siguranță mai mare este benefică pentru îmbunătățirea fiabilității. Mai mult, tensiunea redusă se traduce prin pierderi reduse la comutație, ceea ce îmbunătățește randamentul inverterului și cerințele sistemului de răcire. În schimb, DBB (în modul buck) a prezentat cea mai mare tensiune. Dintre topologiile boost Fig 10 (b), DBO are o tensiune redusă în comparație cu DBB (în modul boost). Peste $60\mu F$ se poate observa în Fig 10 (a) că tensiunea pe DSCHB este mai mică decât cea pe RS-DSCHB pentru a menține o tensiune V_{M2} pozitivă. Tensiunile de comutație ale topologiei inverterului DBB sunt o combinație între tensiunea legăturii de curent continuu și tensiunea din condensatorul de decuplare, ceea ce le face mai mari decât cele ale celorlalte topologii.

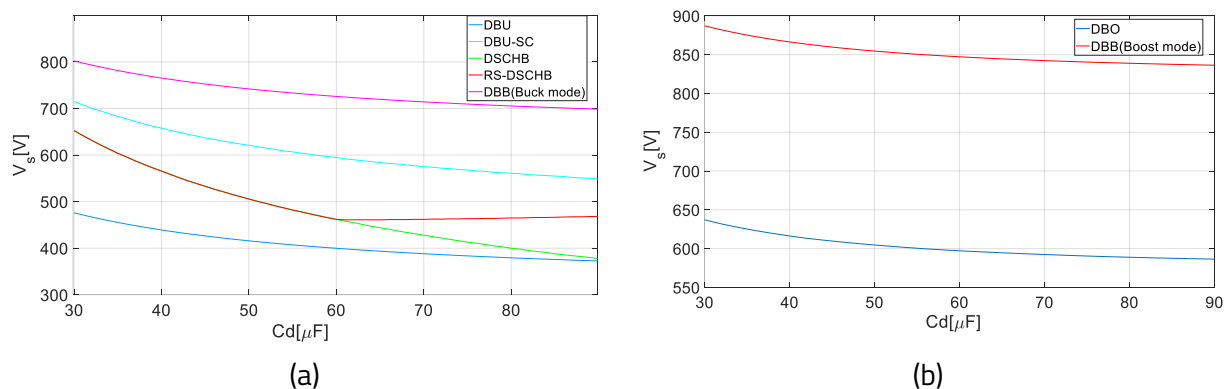


Fig 10 . Solicitarea la tensiune: (a) topologii buck; (b) topologii boost.

Pentru a analiza tensiunile curentului inverterului, s-a luat în considerare valoarea efectivă (RMS) a curentului prin inductorul filtrului, iar graficele sunt prezentate în Fig 11 (a) și Fig 11 (b) pentru topologiile buck și boost, respectiv. După cum se arată, tensiunea curentului crește odată cu capacitatea de decuplare. Solicitarea curentului inverterului este importantă pentru determinarea pierderilor semiconductoarelor. Mai mult, o solicitare ridicată a curentului implică necesitatea utilizării inductorilor de filtrare cu un curent de saturație mai mare. Prin urmare, valoarea optimă a capacității de decuplare ar trebui să fie un compromis între pierderi și dimensiunea componentelor. Dintre topologiile buck, topologia DBU are, de asemenea, curenți mai mici, în timp ce pentru topologiile boost, topologia DBO are un curent mai mic.

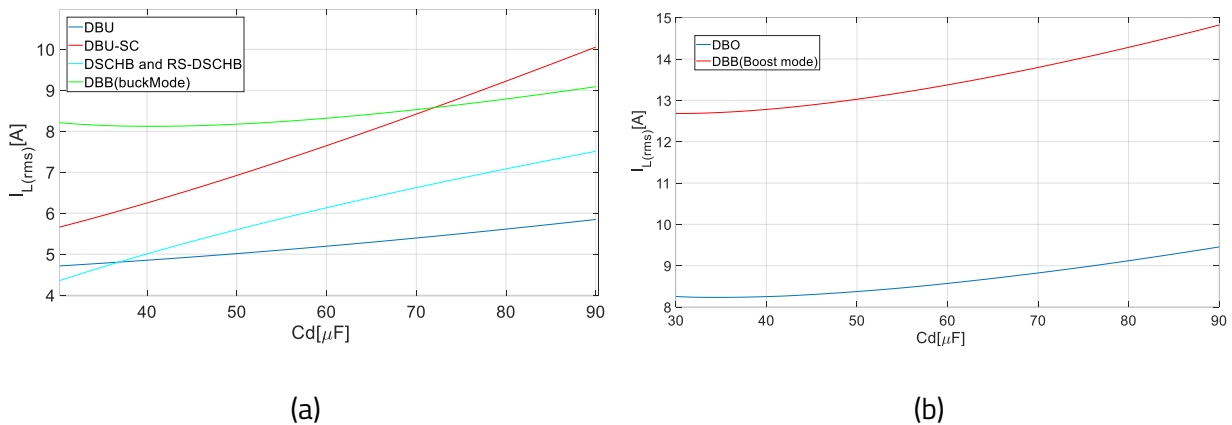


Fig 11. Solicitarea în curent: (a) topologii buck; (b) topologii boost.

2.3 UTILIZAREA ELEMENTELOR DE COMUTAȚIE

După cum s-a menționat anterior, numărul minim de elemente de comutație este principalul avantaj al topologiilor de inverter analizate. Cu toate acestea, creșterea tensiunii și a curentului implică supradimensionarea ușoară a semiconductoarelor. Gradul de utilizare a elementului de comutație (SU), o metrică adesea utilizată pentru a analiza performanța unui convertor, indică raportul dintre puterea de ieșire furnizată de convertor și puterea maximă a tuturor tranzistoarelor, definită ca [84] :

$$SU[\%] = \frac{V_m I_m}{\sum_{k=1}^n V_{sk} I_{sk}} \cdot 100 \quad (17)$$

unde: V_m , I_m sunt tensiunea și curentul de ieșire maximă ale inverterului; V_{sk} , I_{sk} sunt tensiunea și curentul maxim al celor n tranzistoare.

Tabelul 4 prezintă SU pentru invertoarele analizate, luând în considerare condițiile de funcționare corespunzătoare la $C_d = 60\mu$ F, așa cum s-a discutat anterior.

Tabelul 4 : SU al topologiilor invertoarelor analizate .

Topologie	Convențională	DBU	DBO	DBB (mod boost)	DBB (mod buck)	DBU-SC	DSCHB	RS- DSCHB
SU[%]	25.0	13.6	6.0	3.0	5.5	6.4	9.8	13.6

2.4 ANALIZA PIERDERILOR

Pe lângă complexitatea minimă, o altă caracteristică importantă care trebuie luată în considerare în topologiile analizate este randamentul. După cum s-a arătat anterior, asigurarea decuplării puterii necesită o creștere a tensiunii și a curentului pe tranzistoare, ceea ce va duce la creșterea pierderilor în inverter. Prin urmare, această secțiune analizează pierderile (în comutație și în conducție) ale topologiilor investigate în comparație cu inverterul convențional în punte H, luat ca referință. Deoarece se preconizează că invertoarele monofazate vor utiliza în viitor tranzistoare MOSFET cu bandă interzisă largă (SiC și GaN), această analiză se concentrează pe caracteristicile unice ale acestor tranzistoare în ceea ce privește pierderile de conducție și de comutație. În plus, în scopul simplificării și generalizării, pierderile de conducție și comutație sunt analizate separat și normalizate, luând ca valori de bază pierderile unui inverter convențional în punte H care utilizează același tip de MOSFET și funcționează în condiții similare. Tensiunile și curenții determinați anterior pentru fiecare topologie au fost luați în considerare la calcularea acestor pierderi. Luând în considerare aceeași capacitate pentru condensatoarele de decuplare ($C_d = 60\mu\text{F}$), Tabelul 5 prezintă tensiunea optimă (teoretică) a sursei de curent continuu (V_{dc}) a fiecărei topologii pentru a produce tensiunea de ieșire nominală de curent alternativ menționată în Tabelul 2, precum și tensiunea de curent continuu a HB (care poate fi aceeași cu V_{dc} sau diferită, în funcție de topologie), ambele furnizate în unități pe unitate (p.u.), luând în considerare amplitudinea tensiunii de curent alternativ (V_m) ca valoare de bază.

Tabelul 5 : Tensiuni optime (sursă de curent continuu și semi-punte).

Topologie	Sursă de curent continuu (V_{dc}) (p.u.)	Tensiune DC semi-punte (p.u.)
Convențională	1.0	1.0
DBU	1.23	1.23
DBO	0.77	0.77 – 1.84
DBB (mod buck)	1.00	1.00 – 2.23
DBB (mod boost)	0.77	1.54 – 2.61
DBU-SC	1.83	1.83
DSCHB	1.42	1.42
RS-DSCHB	1.42	1.42

După cum s-a menționat anterior, având în vedere implementarea cu MOSFET-uri, pierderile de conducție normalizate față de pierderile de conducție ale inverterului convențional sunt estimate folosind următoarea ecuație:

$$\frac{P_c}{P_{c-conv}} = \left(\frac{I_{rms}}{I_{rms-conv}} \right)^2 \quad (18)$$

unde: I_{rms} și $I_{rms-conv}$ sunt curenții efectivi ai topologiei analizate și, respectiv, ai inverterului convențional. În ecuația de mai sus, s-a presupus că rezistențele MOSFET în stare activă în cadranele 1 și 3 (adică pentru căile de curent direct și invers) sunt aceleași, în timp ce pierderile de conducție care apar în diodele de nul în perioada timpului mort sunt neglijate (adică timpul mort a fost considerat mai mic de 1% din timpul de comutație). În analiza pierderilor de comutație, s-a presupus că frecvența de comutație este constantă pentru toate topologiile, în timp ce energia totală de comutație a MOSFET-ului a fost

considerată direct proporțională cu tensiunea și curentul gestionate de tranzistor în momentul comutării[85] . Mai mult, s-au neglijat pierderile de comutație în dioda de nul SiC/GaN. Prin urmare, pierderile de comutație normalizate în raport cu aceleași pierderi ale invertorului convențional sunt estimate după cum urmează:

$$\frac{P_{sw}}{P_{sw-conv}} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \left(\frac{V_s(k)}{V_{s-conv}(k)} \cdot \frac{I_s(k)}{I_{s-conv}(k)} \right) \quad (19)$$

unde: V_s , V_{s-conv} , I_s , I_{s-conv} sunt tensiunile și curenții topologiei analizate și, respectiv, ai invertorului convențional, la momentul comutației k , iar n este numărul total de comutații pe durata unei perioade a tensiunii de ieșire.

Pe baza procedurii de calcul de mai sus, pierderile de conducție și comutație pentru topologiile analizate sunt enumerate în Tabelul 6 . Rețineți că cele două componente ale pierderilor sunt normalizate la valori diferite; prin urmare, suma lor nu reflectă o valoare corespunzătoare pierderilor totale. După cum se arată, DBU are cele mai mici pierderi, în timp ce topologia RS-DSCHB urmează îndeaproape. Așa cum era de așteptat, DBB este topologia cu cele mai mari pierderi, deoarece este configurată să accepte o variație mai mare a tensiunii de intrare, în detrimentul unei utilizări mai reduse a comutatorului

Tabelul 6 : Analiza pierderilor în conducție și comutație .

Topologie	Pierderi conducție (p.u.)	Pierderi comutație (p.u.)
	$\frac{P_c}{P_{c-conv}}$	$\frac{P_{sw}}{P_{sw-conv}}$
Convențională	1	1
DBU	1.4	1.46
DBO	3.89	2.78
DBB (mod buck)	3.66	3.34
DBB (mod boost)	9.4	6.63
DBU-SC	3.10	3.10
DSCHB	1.99	2.41
RS-DSCHB	1.49	1.71

Deoarece analiza de mai sus s-a bazat pe o procedură de calcul simplificată, topologiile convenționale și DBU au fost investigate în continuare folosind simulări numerice și experimente bazate pe procedura descrisă în[65] . Parametrii principali utilizați atât în simulare, cât și în experiment sunt enumerați în Tabelul 7 . Trebuie menționat că invertorul SiC utilizat în analiza experimentală prezentată în această secțiune face parte din configurația descrisă în capitolul 6, Fig 32 .

Tabelul 7 : Parametrii principali ai invertorului (SiC) utilizați în simulare și experiment.

Descrierea parametrilor	Invertor convențional punte H	Invertor DBU
Putere activă nominală de ieșire	1kW	
Tensiune de intrare CC	450	
Tensiune efectivă de ieșire	230	
Condensator filtru diferențial	4.4 μ F	-
Condensatoare de decuplare a puterii	-	$C_1 = C_2 = 60\mu$ F
Frecvența de comutație	50 kHz	
Inductanța de filtrare	$L1 = L2 = 280\mu$ H	
Tip MOSFET (SiC)	C3M0120090J	

În cadrul experimentului, pierderile totale ale invertorului SiC au fost măsurate folosind un analizor de putere de precizie (Yokogawa WT-1806). Tabelul 8 oferă o comparație între rezultatele simulării și cele experimentale pentru pierderile din ambele topologii. Trebuie remarcat faptul că, în timp ce în simulare pot fi estimate diverse componente ale pierderilor (adică pierderile de comutație și de conducție ale semiconductoarelor, inductoarelor și condensatoarelor), în analiza experimentală au putut fi măsurate doar pierderile totale ale invertorului. Rezultatele arată că pierderile totale din simulare sunt apropiate de cele experimentale, indicând faptul că modelul de simulare este suficient de precis pentru a fi utilizat ca referință și pentru a compara pierderile de conducție și comutație din simulare cu valorile calculate anterior.

Tabelul 8 : Analiza comparativă a pierderilor invertorului (simulare și experiment).

Topologie	Pierderi (simulare) [W]					Pierderi totale (exp) [W]
	Cond.	Com.	Cond.+Com.	Diverse *	Total	
Conv.	8.39	3.04	11.43	11.03	22.46	24.08
DBU	11.44	3.2	14.64	12.79	27.43	29.28

*Pierderi suplimentare care apar în snubber, inductanțe de filtrare, condensatoare de decuplare.

Tabelul 9 prezintă pierderile de conducție și comutație ale invertorului DBU, normalizate la pierderile invertorului convențional, obținute din simulări și calcule.

Tabelul 9 : Pierderi normalizate ale invertorului DBU (simulare și calcul).

	Pierderi de conducție DBU	Pierderi de comutație DBU
	(p.u.)	(p.u.)
	$\frac{P_c}{P_{c-conv}}$	$\frac{P_{sw}}{P_{sw-conv}}$
Simulare	1.36	1.05
Calcul	1.43	1.19

2.5 CONCLUZII

Acest capitol a prezentat topologii de invertoare diferențiale monofazate care au fost implementate în literatura de specialitate pentru a realiza APD. Obținerea APD fără a crește complexitatea hardware a invertorului, adică fără a fi necesare dispozitive semiconductoare suplimentare, prezintă un interes practic considerabil în ceea ce privește reducerea costurilor și îmbunătățirea fiabilității. Prin urmare, studiul actual a analizat diverse invertoare diferențiale propuse în literatura de specialitate (împărțite în trei clase principale: buck, boost și buck-boost) în ceea ce privește solicitarea semiconductoarelor și pierderile. De asemenea, a fost furnizată o descriere matematică unificată a fiecărei topologii, permițând o evaluare mai ușoară a limitelor operaționale ale invertoarelor în condiții de parametri diferiți. În plus, au fost discutate cele mai comune strategii de control, iar ideea principală a fost generarea autonomă a tensiunii de compensare pentru decuplarea eficientă a componentei de putere oscilante. Acest lucru minimizează dependența metodei de control de parametrii sistemului.

3. CONTROLUL UNUI INVERTOR DIFERENȚIAL MONOFAZAT ÎNGLOBÂND VOC TIP VAN DER POL PENTRU INTEGRAREA ÎN MICROREȚEA

Conținutul acestei secțiuni a fost publicat de autor în lucrările conferinței 2024 6th Global Power, Energy and Communication Conferences (GPECOM) [86] și 2025, 14th International conference on renewable energy research and applications (ICRERA) [87].

VOC a apărut ca o soluție alternativă pentru controlul invertoarelor conectate în paralel în MG datorită capacităților sale de autosincronizare și control avansat. În comparație cu controlul de tip *droop* și VSM, ale căror operațiuni sunt derivate din funcționarea generatoarelor convenționale, VOC se bazează pe dinamica oscilatoarelor neliniare, cum ar fi oscilatoarele *dead-zone*, *Van der Pol* și *Andronov-Hopf* (AHO), care asigură în mod inerent sincronizarea atunci când sunt cuplate într-o rețea. Oscilatoarele slab neliniare se sincronizează la un ciclu limită sinusoidal în stare staționară dintr-o condiție inițială arbitrară. Cu toate acestea, în ciuda faptului că este neliniar, s-a demonstrat în [88], [89] că VOC se comportă similar metodei *droop* în starea staționară, dar este superior în regimul tranzitoriu.

Numeroase eforturi de cercetare au fost dedicate explorării VOC, motivate de potențialul său semnificativ de a îmbunătăți performanțele MG prin sincronizare descentralizată și răspuns dinamic rapid. O comparație între controlul *droop* și VOC este prezentată în [90], unde s-a demonstrat că VOC oferă un răspuns relativ mai rapid și amortizat. Pentru a obține echilibrarea puterilor, controlul *droop* operează pe cantități fazoriale, adică puteri active și reactive, iar utilizarea filtrelor trece-jos pe buclele de putere afectează performanța sa dinamică. Provocarea cu oscilatorul Van der Pol este prezența armonicii a treia datorită elementului neliniar din structura sa.

3.1 CONTROLUL OSCILATORULUI VIRTUAL

VOC emulează dinamica unui oscilator neliniar, cum ar fi oscilatorul Van der Pol. Fig 12 (a) prezintă un model tipic de oscilator Van der Pol, unde i_{VOC} este curentul de feedback detectat de la inverter și v_{ref} este tensiunea de referință de la oscilator. Structura este compusă dintr-un circuit LC rezonant care stabilește frecvența sistemului, o sursă de curent neliniară dependentă de tensiune și o rezistență de amortizare. Dinamica VOC este dată de următoarele ecuații [25]:

$$L \frac{di_L}{dt} = \frac{v_{ref}}{k_v} \quad (20)$$

$$C \frac{dv_{ref}}{dt} = -\alpha \frac{v_{ref}^3}{k_v^2} + \sigma v_{ref} - k_v i_L - k_v k_i i_o \quad (21)$$

unde L și C sunt inductanța și capacitatea virtuală.

Parametrii α și σ determină performanțele de reglare a tensiunii. Interfața dintre VOC și inverter se realizează prin intermediul amplificării de curent k_i și amplificării de tensiune k_v . Parametrul k_i acționează asupra curentului de ieșire al inverterului înainte de a fi transmis către VOC, în timp ce k_v acționează asupra tensiunii de ieșire din VOC pentru a genera tensiunea de referință v_{ref} pentru modulația inverterului. Tensiunea de referință pentru inverter este generată după cum urmează:

$$v_{ref} = k_v(v_{voc} \cos\phi - \varepsilon i_L \sin\phi) \quad (22)$$

unde ε reprezintă impedanța caracteristică dată după cum urmează, $\varepsilon = (L/C)$.

În funcție de caracteristicile de reglare, ϕ poate fi ales zero, astfel producând o cuplare între puterea activă (P) - tensiune (V) și puterea reactivă (Q) - frecvență (ω), sau 90° , caz în care obținem varianta VOC invers. Această din urmă situație produce o cuplare în stare staționară între $P - \omega$ și $Q - V$, compatibilă cu modul de funcționare clasic ale generatoarelor sincrone.

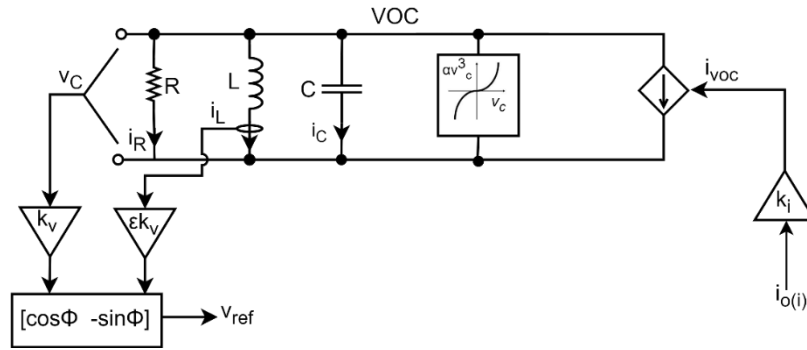


Fig 12. VOC bazat pe oscilatorul Van der Pol

Fig 13 prezintă structura generală de control pentru generarea impulsurilor PWM ale invertorului. Controlerul este compus dintr-un VOC care generează tensiunea de referință pentru buclele interne de control al tensiunii și curentului. În plus, un controler APD generează o componentă în mod CM care este adăugată la semnalele de modulație. Regulatorul rezonant a fost setat pentru a amplifica frecvențele pare multiple ale frecvenței fundamentale, adică armonici de ordinul 2, 4 și 6 prezente în tensiunea de pe linia CC a invertorului. Controlerul APD produce o tensiune de compensare v_{comp} , care este adăugată la tensiunile de modulație ale brațelor invertorului. Tensiunea de ieșire, care este o componentă diferențială, nu va fi influențată de această componentă CM. Dinamica controlerului APD este dată de funcția de transfer de mai jos:

$$G_d(s) = \frac{v_{comp}}{V_{dc}} = \sum_{j=2,4,6} \frac{2k_{jD}\omega_j}{s^2 + \omega_j^2} \quad (23)$$

unde k_{jD} este amplificarea componentei j_{th} corespunzătoare și ω_j este frecvența unghiulară fundamentală.

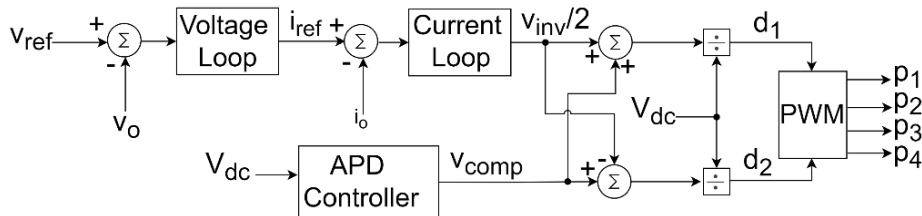


Fig 13. Structura de control a invertorului cu VOC și APD

3.2 STRUCTURA PROPUȘĂ BAZATĂ PE VOC A INVERTORULUI MONOFAZAT DBU

Tensiunea la ieșirea inverterului este controlată de VOC, programat în controlerul digital, așa cum se arată în Fig 14 . Un controler APD suplimentar este, de asemenea, inclus pentru a elimina oscilațiile de joasă frecvență din legătura DC, așa cum se detaliază în secțiunea 3.2. Prelucrarea acestor oscilații se realizează prin condensatoarele de decuplare C_1 și C_2 ale inverterului DBU, prezentate în Fig 14 . Prin controlul APD, oscilațiile sunt redirecționate către condensatoarele C_1 și C_2 .

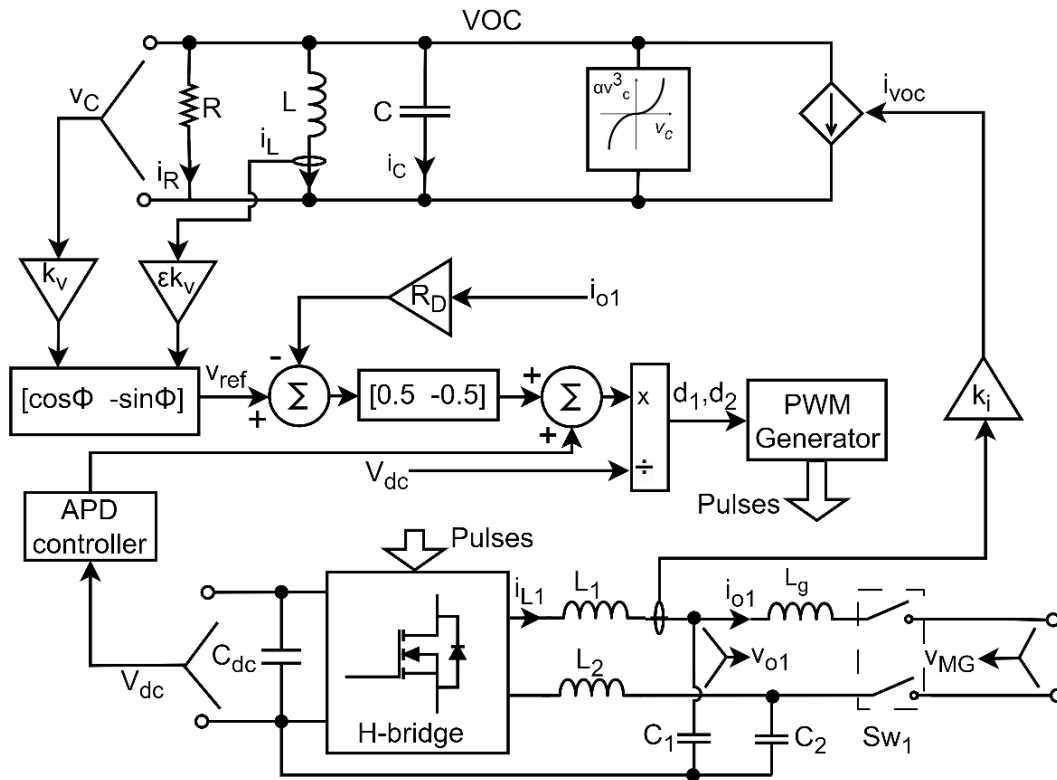


Fig 14 . Structura de control propusă pentru un inverter DBU.

3.3 REZULTATE EXPERIMENTALE ALE VOC CONVENȚIONAL

Pentru a evalua performanțele sistemului atât în regim staționar, cât și în regim tranzitoriu, a fost implementat un stand experimental, detaliat în Capitolul 6, configurația de laborator 1. Standul cuprinde un controler în timp real de tip RCP, dSPACE DS1103. Două plăci de evaluare cu MOSFET-uri SiC alcătuiesc partea hardware a inverterului. Tensiunea de intrare de 450 V a fost furnizată de o sursă de alimentare DC. Măsurătorile au fost efectuate în mediul software ControlDesk al dSPACE. Principalii parametri utilizați în experiment sunt prezentați în Tabelul 12 din capitolul următor.

3.3.1 RĂSPUNS DINAMIC

Fig 15 și Fig 16 prezintă răspunsul dinamic al inverterului în cazul conectării și deconectării unei sarcini liniare rezistive. Figurile prezintă principalele forme de undă care includ curenții de ieșire ai inverterului, tensiunea de ieșire, factorii de umplere ale undelor PWM aferente modulației celor două brațe, tensiunea DC și puterea activă de ieșire. Se observă că sistemul rămâne stabil, iar tensiunea DC se menține în limite admise, cu un regim tranzitoriu de aproximativ 60 ms, ceea ce demonstrează

performanța bună a algoritmilor de control, precum și adaptabilitatea acestora la aplicații în care sarcina se modifică rapid.

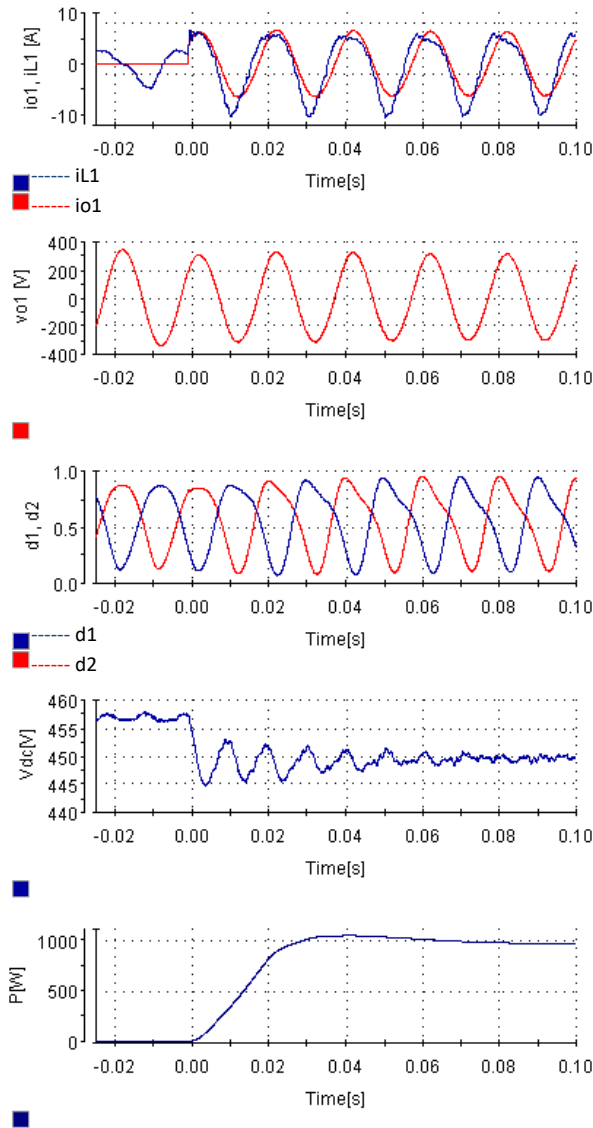


Fig 15. Conectare sarcină liniară: curentul de ieșire; tensiunea de ieșire; factor de umplere; tensiunea DC; puterea activă.

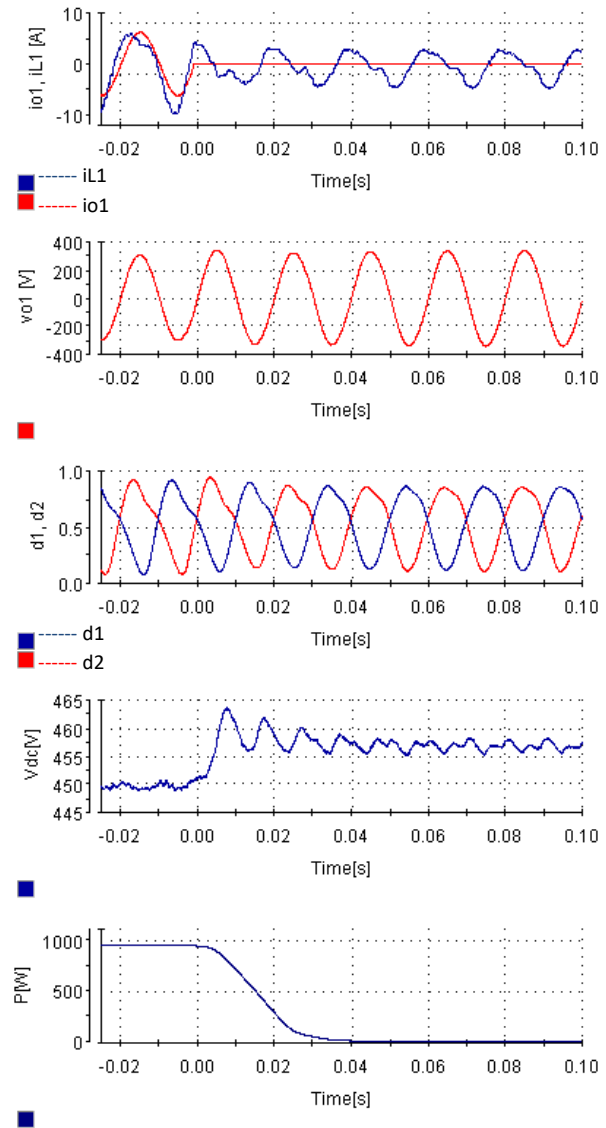


Fig 16. Deconectare sarcină liniară: curentul de ieșire; tensiunea de ieșire; factor de umplere; tensiunea DC; puterea activă.

3.4 REZULTATE EXPERIMENTALE ALE VOC INVERS

În această secțiune sunt prezentate rezultatele experimentale ale VOC invers. Comanda cu VOC invers este studiată deoarece relațiile sale $P - \omega$ și $Q - V$ sunt în mod natural compatibile cu mașinile sincrone, asigurând o distribuție proporțională a puterii și o funcționare stabilă atunci când invertoarele funcționează alături de generatoare convenționale. Secțiunea 3.1 a detaliat modul în care oscilatorul generează tensiunea de referință pentru a obține relația inversă.

3.4.1 RĂSPUNS DINAMIC CU SARCINĂ LINIARĂ

Răspunsul dinamic a fost analizat supunând sistemul unei schimbări treptate a sarcinii (conectarea sau deconectarea unei sarcini liniare de 1 kW). Fig 17 și Fig 18 prezintă principalele forme de undă pentru cele două evenimente (conectare/deconectare sarcină), care includ curenții de ieșire ai invertorului (prin inductanța filtrului și prin sarcină), tensiunea diferențială de ieșire, factorul de umplere, tensiunea DC și puterea activă. În ambele cazuri invertorul a fost capabil să asigure controlul rapid, reglând tensiunea de ieșire și stabilizând tensiunea DC în aproximativ 3 cicluri. Acest lucru este esențial în aplicațiile practice, unde sunt necesare performanțe bune în stare staționară și dinamică.

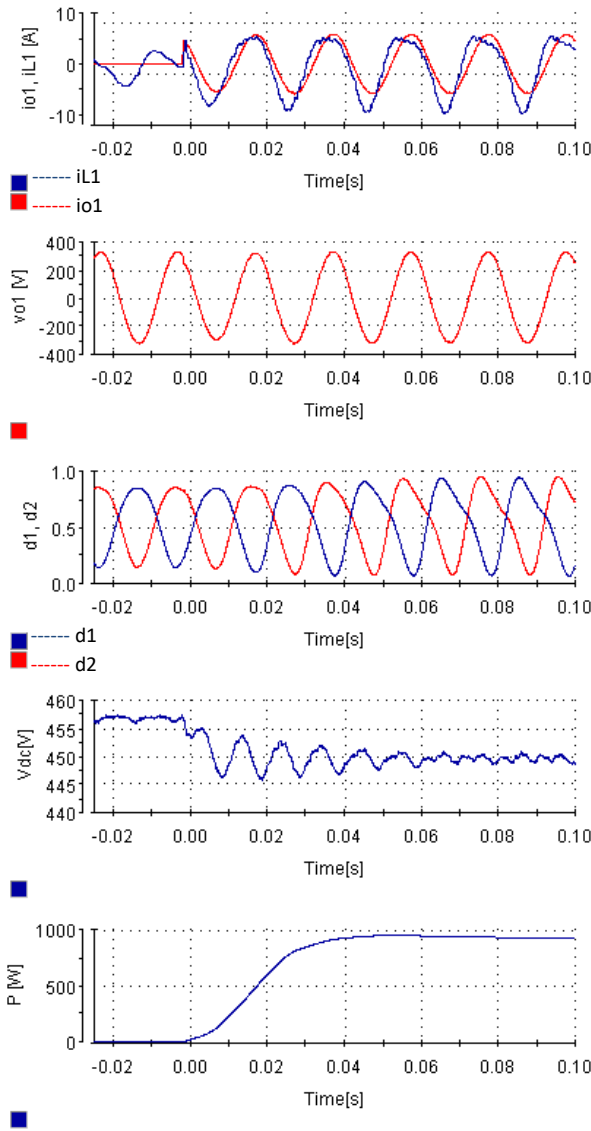


Fig 17. Conectare sarcină liniară: curentul de ieșire; tensiunea de ieșire; factor de umplere; tensiunea DC; puterea activă.

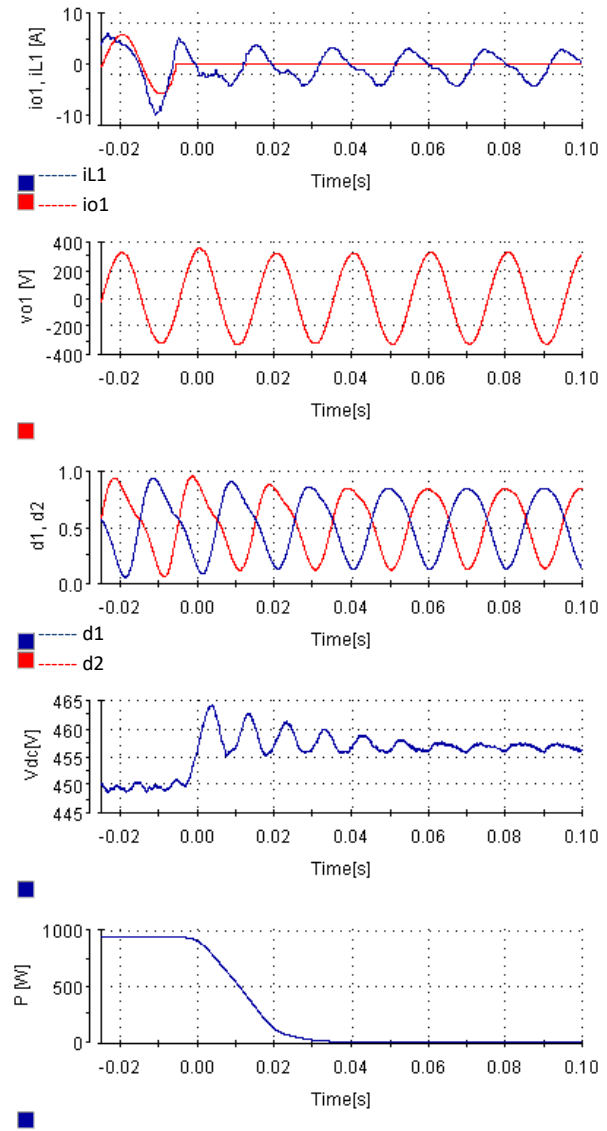


Fig 18. Deconectare sarcină liniară: curentul de ieșire; tensiunea de ieșire; factor de umplere; tensiunea DC; puterea activă.

3.4.2 ANALIZĂ COMPARATIVĂ ÎNTRE VOC CONVENȚIONAL ȘI VOC INVERS

În această secțiune, s-a efectuat o evaluare comparativă între VOC invers și convențional pe baza distorsiunilor tensiunii de ieșire a invertorului DBU și a invertorului monofazat convențional. În analiză, s-a luat în considerare un condensator de filtrare de ieșire de $10\mu\text{F}$ și o capacitate pe linia DC de $1000\mu\text{F}$

În cazul invertorului monofazat convențional. Toți ceilalți parametri au fost identici cu cei prezentați în Tabelul 12. Tabelul 10 și Tabelul 11 prezintă THD-ul tensiunii de ieșire pentru invertorul DBU cu APD și, respectiv, pentru invertorul monofazat convențional. Pentru cazurile luate în considerare, VOC invers a atins un THD scăzut în comparație cu VOC convențional la tensiune și frecvență nominale în condiții de încărcare diferite. Sistemul a fost readus la tensiunea și frecvența nominale prin reglarea parametrilor VOC α și C , respectiv. THD scăzut poate fi atribuit filtrării curentului armonic al inductanței virtuale a VOC, astfel încât utilizarea curentului inductorului virtual ca referință din VOC are ca rezultat un THD mai scăzut al tensiunii de ieșire. În plus, diferența mică între THD-ul invertorului DBU cu APD și invertorului monofazat convențional pentru ambele algoritmi de control demonstrează că APD nu afectează în mod semnificativ THD-ul tensiunii de ieșire.

Tabelul 10 : Distorsiunea armonică totală a tensiunii de sarcină pentru invertorul DBU.

Parametru	THD _v [%]	
	VOC invers	VOC convențional
P = 0kW, Q = 0kVAr	0.75	2.4
P = 0 kW, Q = 1 kVAr (capacitiv)	0.93	2.98
P = 0 kW, Q = 1 kVAr (inductiv)	0.89	2.3
P = 1 kW, Q = 0 kVAr	0.82	2.26
P = 0,8 kW, Q = 0,6 kVAr (inductiv)	0.81	2.2
P = 0,8 kW, Q = 0,6 kVAr (capacitiv)	0.78	2.35
Sarcina neliniară, (0,5 kW/1 kVA)	3.8	4.10

Tabelul 11 : Distorsiunea armonică totală a tensiunii de sarcină pentru invertorul convențional.

Parametru	THD _v [%]	
	VOC invers	VOC convențional
P = 0kW, Q = 0kVAr	0.81	2.4
P = 0 kW, Q = 1 kVAr (capacitiv)	1.0	2.81
P = 0 kW, Q = 1 kVAr (inductiv)	0.74	2.36
P = 1 kW, Q = 0 kVAr	0.82	2.19
P = 0,8 kW, Q = 0,6 kVAr (inductiv)	0.77	2.19
P = 0,8 kW, Q = 0,6 kVAr (capacitiv)	0.87	2.25
Sarcina neliniară, (0,5 kW/1 kVA)	4.62	4.92

3.5 CONCLUZII

Acest capitol a prezentat dezvoltarea și analiza schemei VOC formulată pe baza oscilatorului neliniar Van der Pol. Pornind de la structura și principiile sale de funcționare, capitolul a stabilit o înțelegere a modului în care VOC reglează tensiunea și frecvența invertorului. Au fost examinate atât arhitecturile VOC convenționale, cât și cele inverse, iar comportamentul lor în regim staționar și dinamic a fost analizat pe un invertor monofazat. VOC invers asigură o legătură între $P - \omega$ și $Q - V$. Această relație este compatibilă cu dinamica naturală a mașinilor sincrone. În comparație cu VOC convențional, VOC invers a prezentat un THD al tensiunii de ieșire mai mic la tensiunea și frecvența nominală pentru diferite condiții de încărcare. APD a fost, de asemenea, integrat cu VOC, iar controlul stabilit a fost

eficient în eliminarea oscilațiilor de joasă frecvență de ordin par de pe linia de curent continuu. Analiza a fost efectuată atât în condiții de sarcină liniară, cât și neliniară, pentru a oferi o înțelegere a modului în care controlul propus funcționează în situații variate. În timpul regimurilor tranzitorii induse de comutarea sarcinii, tensiunea DC a fost restabilită în mai puțin de 20 ms.

Pe baza analizei prezentate în acest capitol, capitolele următoare vor explora în continuare utilizarea VOC pentru controlul invertoarelor paralele într-o microrețea.

4. CONTROLUL UNEI MICROREȚELE MONOFAZATE INSULARIZATE BAZAT PE VOC TIP VAN DER POL ÎMBUNĂȚĂȚIT CU LIMITAREA PUTERII ȘI CONTROL SECUNDAR DISTRIBUIT ROBUST

Conținutul acestui capitol a fost publicat de autor în IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, vol. 6, 2025 [91].

Situația energetică globală înregistrează o schimbare majoră de paradigmă, trecând de la sistemele energetice tradiționale dominate de mașini sincrone la sisteme energetice dominate de convertoare [92]. Trecerea la resurse bazate pe invertoare, cum ar fi energia fotovoltaică, energia eoliană și sistemele de stocare cu baterii, este influențată în mare măsură de necesitatea tranziției către energii curate și durabile pentru a satisface nevoile energetice în creștere. Tranziția către un sistem energetic mai rezilient și descentralizat poate fi facilitată de MG [93], [94]. MG integrează diverse DER și sarcini într-o unitate controlabilă, capabilă să funcționeze fie independent, fie conectată la o altă rețea. Microrețelele pot oferi mai multe avantaje cheie, printre care îmbunătățirea securității energetice, a fiabilității, a durabilității și reducerea emisiilor de carbon [95]. În același timp, provocările legate de stabilitate sunt mai acute în MG din cauza naturii fragile a acestor sisteme [96]. Prin urmare, cercetarea ar trebui să se concentreze în primul rând pe dezvoltarea de algoritmi de control care să asigure funcționarea coordonată stabilă și eficientă a diverselor DER-uri.

În prezent, un procent mare din resursele bazate pe invertoare sunt controlate prin convertoare de tip GFL [97], care funcționează optim atunci când este conectat la o rețea rigidă. Comanda GFL controlează inverterul pentru a se comporta ca o sursă de curent. În timpul funcționării, inverterul trebuie să mențină sincronizarea cu rețeaua printr-o buclă cu calare de fază (PLL). Necesitatea unei surse de tensiune pentru sincronizare reprezintă o provocare pentru controlerul GFL, în special în rețelele slabe sau în timpul insularizării anumitor secțiuni ale rețelei. În plus, aceste invertoare GFL nu pot participa la procese precum autopornirea (*black-start*) în cazul unei întreruperi totale sau parțiale a rețelei.

Pe măsură ce sistemele electroenergetice trec către o generare de energie descentralizată, controlul GFM a apărut ca o tehnologie cheie pentru a depăși provocările menționate mai sus [98]. Comanda GFM controlează inverterul pentru a se comporta ca o sursă de tensiune și stabilește în mod autonom tensiunea internă și unghiul de fază al inverterului. Controlerul GFM utilizează sincronizarea bazată pe putere/curent și tinde să fie relativ stabil în rețelele slabe, datorită faptului că nu depinde de PLL pentru a rămâne sincronizat cu restul rețelei. Adoptarea controlului GFM îmbunătățește stabilitatea și fiabilitatea MG [99]. În plus, GFM poate furniza și alte servicii auxiliare, cum ar fi capacitatea de autopornire.

4.1 STRUCTURA SISTEMULUI

Fig 19 prezintă structura MG considerată, format din trei invertoare monofazate în paralel. Fiecare inverter este conectat la PCC printr-un comutator (Sw). Impedanța în serie este asigurată în principal de bobinele L_1 , L_2 și L_3 (și rezistențele corespunzătoare acestora), care asigură filtrarea armonicilor de ordin superior și acționează ca inductanțe de cuplare.

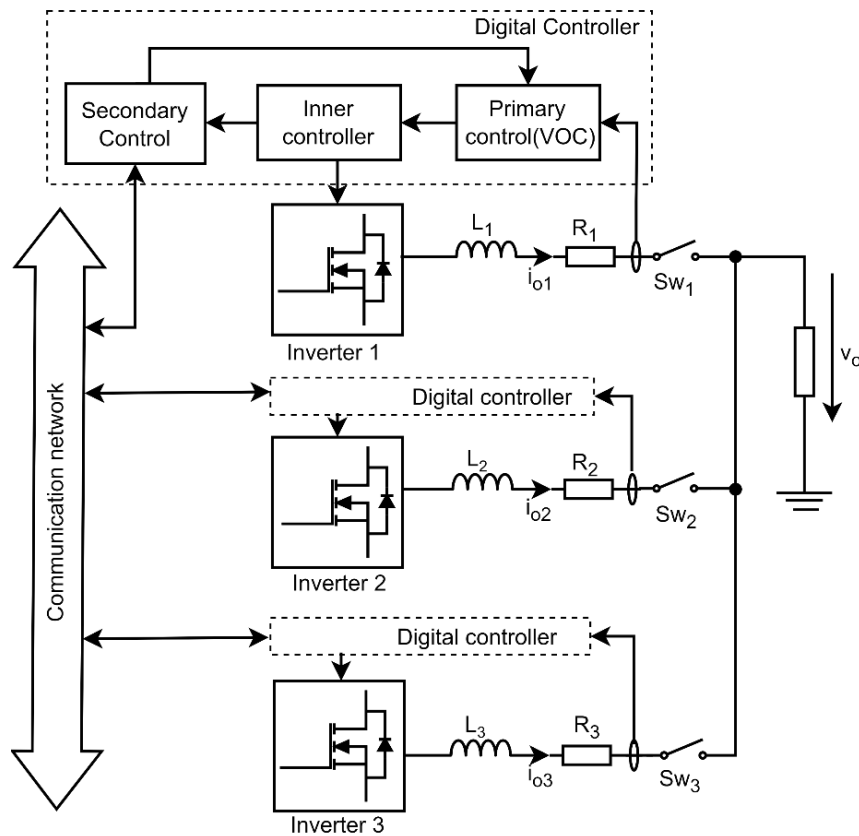


Fig 19. Structura MG propusă, formată din trei invertoare în paralel.

4.2 CONTROLUL PROPUȘ AL MICROREȚELEI

Fig 20 prezintă structura generală de control a unui inverter (celelalte având un control similar), compusă din etajele de control primar și secundar implementate. Secțiunile următoare detaliază fiecare subsistem al controlului propus.

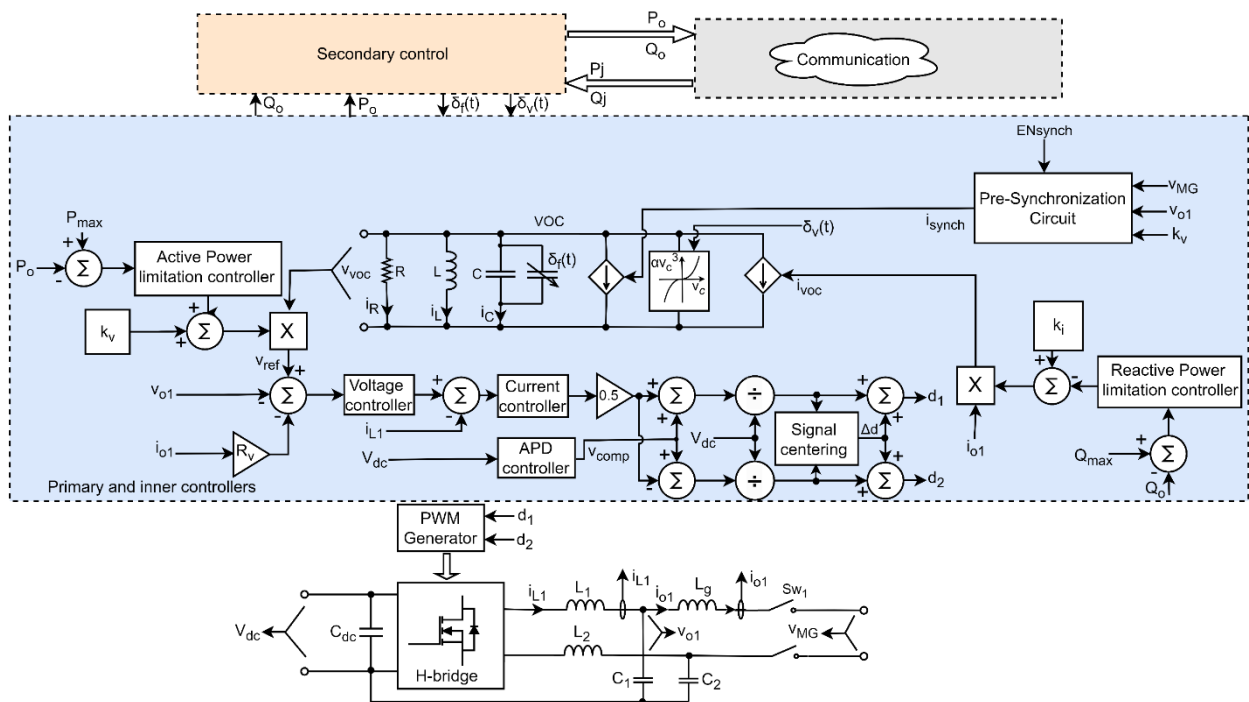


Fig 20. Structura generală de control a unui inverter cu bucle de control primar și secundar.

4.2.1 CONTROLUL SECUNDAR

Controlerul secundar propus, descris în (24) și (25), utilizează informații locale și colectează date de la vecinii apropiați pentru a îmbunătăți performanța de optimizare globală a întregului sistem MG și coordonarea acțiunilor de control. Prin acest control, efectele derivei ceasului asupra controlului secundar sunt atenuate, așa cum se evidențiază în măsurătorile experimentale. Primul termen al controlerului secundar de frecvență propus compară frecvența măsurată la PCC cu frecvența nominală și eroarea este furnizată unui bloc de integrare. Controlerul secundar de tensiune compară tensiunea efectivă nominală cu media tensiunilor efective ale tuturor invertoarelor. În acest fel, tensiunea medie a tuturor nodurilor este apropiată de tensiunea nominală. Această abordare ajută la rezolvarea conflictului dintre reglarea tensiunii și distribuirea uniformă între invertoare a puterii active. Al doilea termen este generat de fiecare inverter prin compararea puterii sale normalizate cu puterile normalizate medii ale invertoarelor alăturate. Eroarea generată este, de asemenea, transmisă unui bloc de integrare, iar cei doi termeni sunt combinați pentru a genera termenii de compensare. În acest fel, se realizează atât reglarea frecvenței și tensiunii, cât și distribuția uniformă a puterii. Calcularea mediei tensiunilor și puterilor în (24) și (25) are loc de fiecare dată când un nou pachet conținând date de la un inverter vecin ajunge prin canalul de comunicație. Pentru restabilirea frecvenței, termenul compensator generat este adăugat la capacitatea virtuală a VOC după cum urmează: $C_{nou} = C + \delta_f(t)$, unde C este capacitatea nominală. În cazul tensiunii, termenul compensator generat este adăugat la termenul α al VOC după cum urmează: $\alpha_{nou} = \alpha + \delta_v(t)$. Controlerile secundare sunt descrise de (24) și (25).

$$\delta_f(t) = k_{If} \int (\omega_0 - \omega_i) dt + k_{IQ} \int \left(\frac{Q_i}{Q_i^*} - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \frac{Q_j}{Q_j^*} \right) dt \quad (24)$$

$$\delta_{V(i)}(t) = k_{IV} \int \left(V_0 - \frac{1}{n+1} \left(V_i + \sum_{j=1}^n V_j \right) \right) dt - k_{IP} \int \left(\frac{P_i}{P_i^*} - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \frac{P_j}{P_j^*} \right) dt \quad (25)$$

unde k_{If} , k_{IV} , k_{IQ} și k_{IP} sunt amplificările componentelor integrative. P_i și Q_i sunt puterea activă și reactivă nominală a inverterului curent, în timp ce P_j și Q_j sunt puterea activă și reactivă nominală a invertoarelor vecine.

4.3 VALIDARE EXPERIMENTALĂ

Pentru a valida rezultatele simulării, a fost construit un ansamblu experimental, așa cum se arată în capitolul 6, configurația 1, în conformitate cu structura MG prezentată în Fig 2, ansamblul MG fiind format din două invertoare. Fiecare inverter a fost controlat de un controler dSPACE DS1103 separat, iar formele de undă au fost achiziționate prin intermediul software-ului ControlDesk. Comunicația necesară controlului secundar, așa cum este descrisă anterior, a fost realizată prin protocolul CAN. În această configurație au fost utilizate două surse separate de curent continuu pentru alimentarea invertoarelor. Informații detaliate despre configurație sunt furnizate în capitolul 6. Parametrii sistemului sunt sintetizați în Tabelul 12. Analiza prezentată mai jos sintetizează diferite scenarii pentru a valida experimental funcționarea sistemului propus.

Tabelul 12 : Parametri sistem MG.

Simbol	Cantitate	Valoare
S	Putere aparentă de ieșire	1 kVA
V_o	tensiune nominală de ieșire	230
f	frecvența nominală de ieșire	50 Hz
f_s	frecvență de comutare	40 kHz
V_{cc}	Tensiune DC-link	450 V
C_{d1}, C_{d2}	condensatoare de decuplare	60 μ F
L_1, L_2	inductanțe de filtrare	280 μ H
L_g	inductanță partea rețelei	2.5 mH

4.3.1 CONTROL SECUNDAR

Pentru a demonstra efectul derivei ceasului asupra performanței controlerului secundar, a fost implementat un control secundar descentralizat, cu integratoare locale și fără comunicație între invertoare. Rezultatele sunt prezentate în Fig 21 . Controlul secundar a fost activat la $t = 6s$. În ciuda faptului că controlerul este capabil să regleze frecvența și tensiunea la valorile lor nominale, se poate observa că puterile active continuă să se modifice pe măsură ce timpul trece, rezultând o funcționare instabilă.

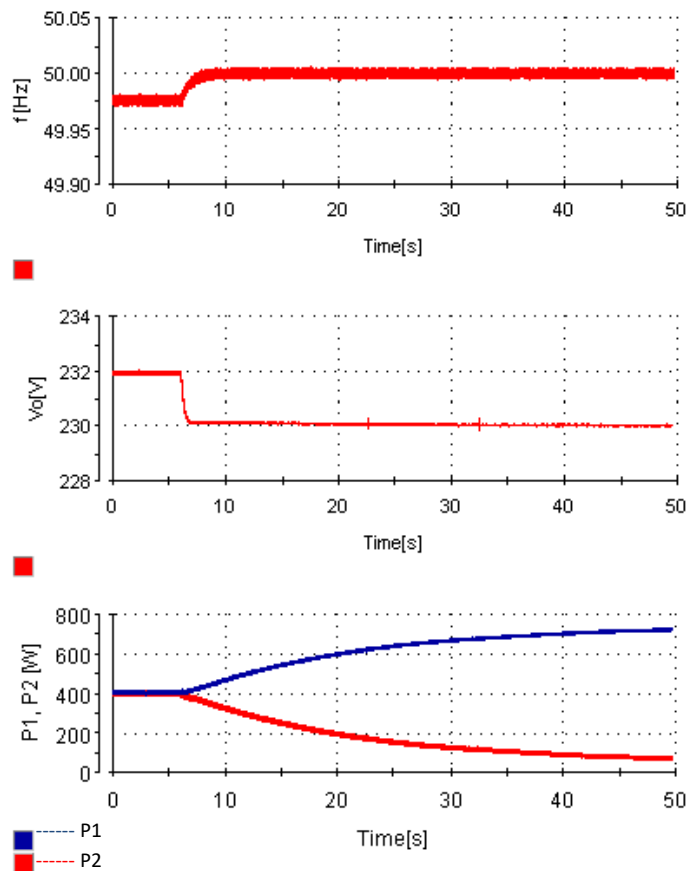


Fig 21 . Control secundar cu integratoare locale .

Odată cu implementarea metodei de control secundar propuse, în care fiecare inverter schimbă informații despre puterile active și reactive, provocările introduse de deriva ceasului sunt limitate. În

plus, controlul secundar propus menține partajarea puterii, asigurând o contribuție proporțională a puterii din partea fiecărui invertor și prevenind suprasolicitarea oricărei unități.

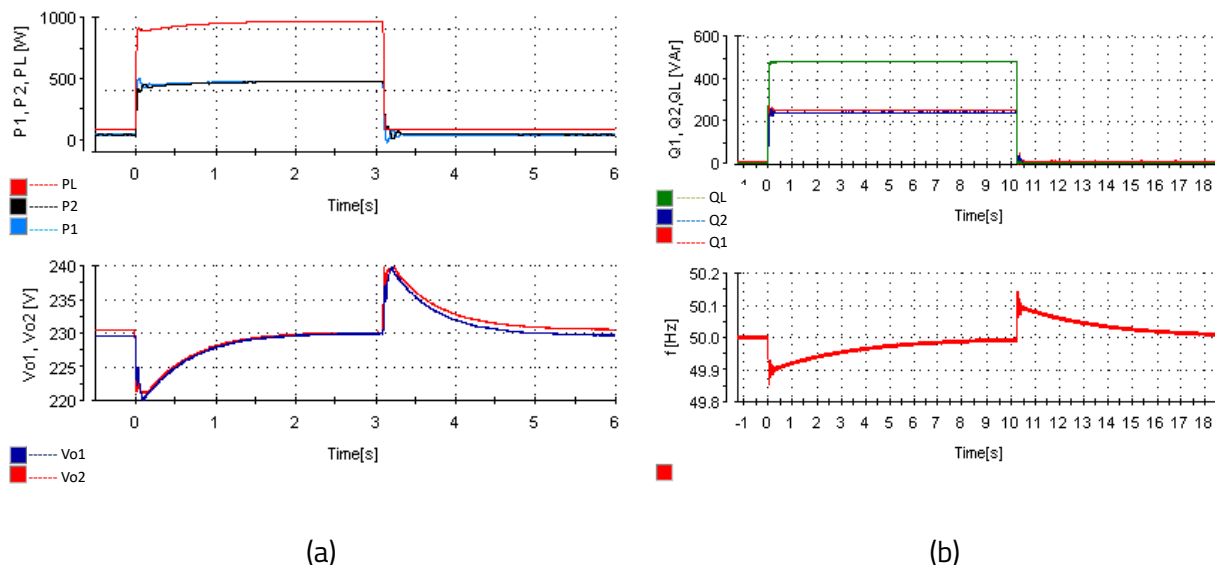


Fig 22 . Control secundar propus: (a) schimbare treptată a puterii active; (b) schimbare treptată a puterii reactive.

Pentru a evalua precizia distribuției puterii active și reactive a fiecărei unități, eroarea de distribuție a puterii unității i_{th} poate fi definită prin (26) și (27) .

$$P_{err(i)\%} = \left| \frac{P_{(i,ref)} - P_i}{P_{(i,ref)}} \right| \cdot 100 \quad (26)$$

$$Q_{err(i)\%} = \left| \frac{Q_{(i,ref)} - Q_i}{Q_{(i,ref)}} \right| \cdot 100 \quad (27)$$

unde $P_{i,ref}$ și $Q_{i,ref}$ sunt puterea activă și, respectiv, puterea reactivă de referință. P_i și Q_i sunt puterile reale de ieșire ale invertorului unității i_{th} .

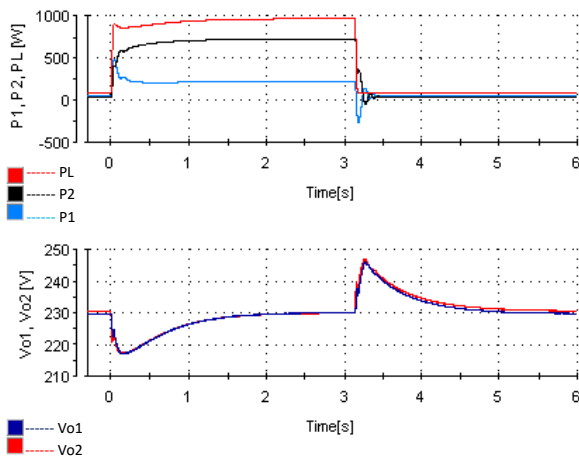
Fig 22 (a) arată performanța controlului secundar propus atunci când există o schimbare bruscă a puterii active a sarcinii (P_L). La $t = 0s$, se introduce o sarcină de 1kW, iar la $t = 3.1s$ sarcina este oprită. În ambele cazuri, controlul secundar restabilește tensiunea în aproximativ 2s, menținând în același timp distribuția echilibrată a puterii. După cum se arată în figură, eroarea de distribuție a puterii invertorului 1 și 2 este $P_{err(1,2)\%} \cong 0\%$. Un scenariu similar a fost, de asemenea, realizat pentru a testa răspunsul controlului secundar la o schimbare bruscă a puterii reactive (Q_L). Fig 22(b) prezintă puterile reactive furnizate de fiecare invertor, puterea sarcinii și frecvența. În ambele cazuri de pornire și oprire a sarcinii reactive, frecvența a fost restabilită în aproximativ 8 secunde. În acest caz, $Q_{err(1)\%} \cong 4\%$ și $Q_{err(2)\%} \cong 0.7\%$.

4.3.2 LIMITAREA PUTERII

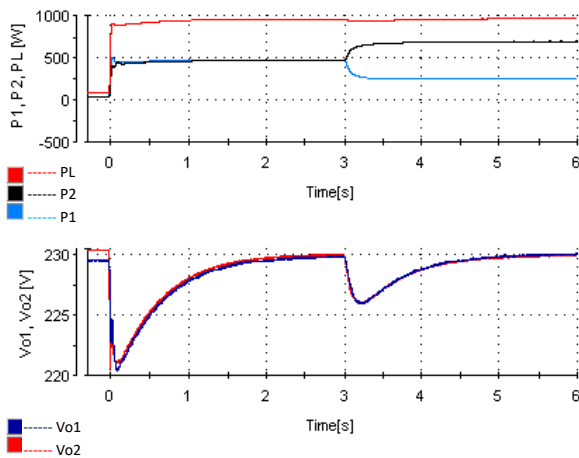
După cum s-a descris deja, controlerul de limitare a puterii poate limita puterea de ieșire a convertizorului în funcție de condițiile sale de funcționare. Pentru a valida experimental funcționarea controlerului de limitare a puterii active, au fost luate în considerare două scenarii. În primul caz prezentat în Fig 42(a), se introduce o creștere treptată a puterii active (1 kW) la $t = 0s$, invertorul 1 având puterea activă limitată la 0.25 kW, iar invertorul 2 neavând nicio limitare de putere. Puterea

furnizată de inverterul 2 este limitată doar de capacitatea sa nominală (1 kVA). În timpul unei creșteri treptate a sarcinii, inverterul 1 își limitează puterea activă de ieșire la 0.25 kW, iar celălalt inverter, care nu a atins încă limita, își mărește puterea de ieșire pentru a echilibra consumul sarcinii. La $t = 3.1$ s, sarcina este oprită. După cum se observă în Fig 23 (a), controlul secundar restabilește, de asemenea, tensiunea în condiții de limitare a puterii active. În al doilea caz prezentat în Fig 23 (b), invertoarele sunt inițial pornite cu o distribuție egală a puterii (fără limitare a puterii). La $t = 3$ s, P_{max} pentru inverterul 1 este redus la 0.25 kW. După cum se arată, inverterul 1 își limitează puterea activă la P_{max} , în timp ce puterea rămasă este furnizată de inverterul 2. În plus, rezultatele demonstrează că controlul secundar restabilește tensiunile în timpul limitării puterii.

Scenarii similare sunt testate pentru controlerul de limitare a puterii reactive, iar rezultatele sunt prezentate în Fig 24. În cazul 1, se introduce o creștere treptată a sarcinii reactive la $t = 0$ s, inverterul 1 având puterea reactivă limitată la 0.1 kVAr. După cum se arată în Fig 24 (a), inverterul 1 își limitează puterea reactivă, iar inverterul 2 furnizează puterea rămasă a sarcinii. În cazul 2 prezentat în Fig 24 (b), Q_{max} pentru inverterul 1 este modificat la 0.1 kVAr la $t = 10$ s. Puterea sa de ieșire este redusă la 0.1 kVAr, demonstrând capacitatea limitării puterii de a controla puterea distribuită de inverter. Rezultatele demonstrează, de asemenea, capacitatea controlului secundar de a restabili frecvența în aproximativ 8 s.

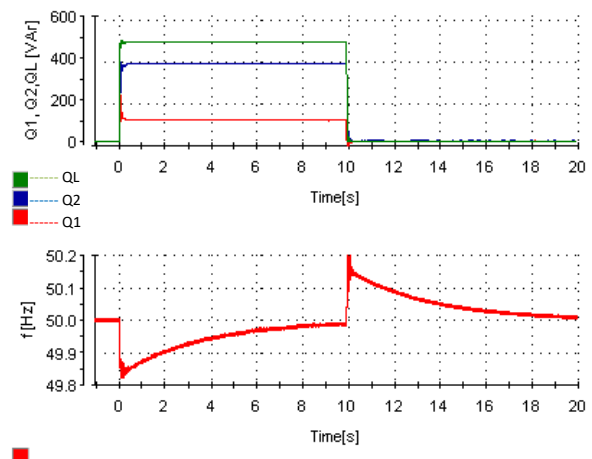


(a)

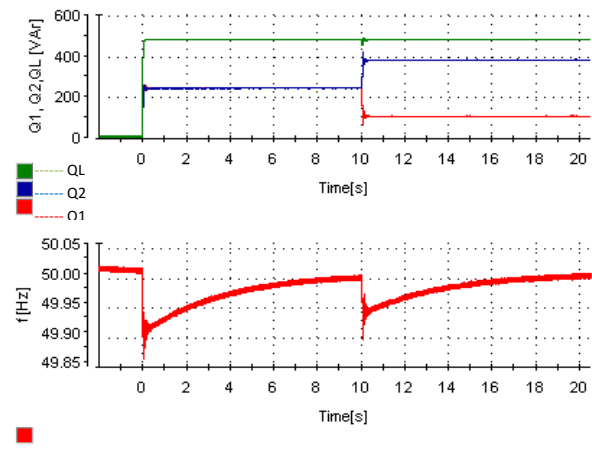


(b)

Fig 23. Limitarea puterii active: (a) inverterul 1 limitat în timpul pornirii; (b) invertoarele au inițial aceeași putere, apoi se reduce P_{max} .



(a)



(b)

Fig 24. Limitarea puterii reactive: (a) inverterul 1 limitat în timpul pornirii; (b) invertoarele au inițial aceeași putere, apoi se reduce Q_{max} .

4.4 CONCLUZII

Necesitatea de a controla și gestiona în mod eficient diverse DER-uri necesită mai multe cercetări privind strategiile de control pentru MG. Pentru a gestiona natura intermitentă a RES și constrângerile impuse de sursele primare, acest capitol a prezentat un controler de limitare a puterii pentru invertoarele bazate pe VOC pentru a distribui puterea în funcție de condițiile de funcționare ale sursei primare. Controlerul a limitat cu succes atât puterea activă, cât și cea reactivă furnizată de invertoare, ceea ce este esențial pentru optimizarea utilizării capacității sursei primare și prevenirea supraîncărcării invertoarelor. În plus, această teză a dezvoltat un controler secundar integrat cu VOC, conceput pentru a fi robust împotriva efectelor derivelor de ceas în controlerele digitale. În acest scop, a fost implementat un controler secundar descentralizat care utilizează o abordare de mediere distribuită. Controlerul propus a restabilit frecvența și tensiunea la valoarea nominală, menținând în același timp distribuția echilibrată a puterii sarcinii. În cele din urmă, a fost implementat un control APD în invertoarele bazate pe VOC pentru a elimina componentele de joasă frecvență din legătura de curent continuu. Au fost luate în considerare diverse scenarii prin simulări și experimente pentru a analiza performanța controlerelor propuse.

5. CONTROLUL UNEI MICROREȚELE INSULARIZATE BAZAT PE OSCILATOR ANDRONOV-HOPF ȘI CONTROL SECUNDAR DISTRIBUIT CONSENSUAL

Conținutul acestui capitol face parte dintr-un articol de revistă trimis de autor pentru evaluare la *Electric Power Systems Research* [104]. În plus, cea mai mare parte a cercetării prezentate în acest capitol, în special validarea experimentală, a fost realizată în cadrul unui program de mobilitate Erasmus la Universitatea Aalborg, Danemarca.

Acest capitol prezintă o strategie de control secundar distribuit bazat pe consens, concepută pentru a fi compatibilă cu invertoarele GFM bazate pe AHO în MG izolate. În comparație cu oscilatorul Van der Pol, AHO a demonstrat performanțe superioare datorită capacității sale de a genera forme de undă fără armonici și fără a compromite performanța dinamică [100].

În studiile anterioare, AHO a fost frecvent aplicat în sisteme trifazate datorită structurii sale care acceptă în mod inerent două intrări, componentele α - β . Cu toate acestea, în această teză, AHO este adaptat pentru sisteme monofazate prin utilizarea unui integrator generalizat de ordinul doi (SOGI) pentru a genera componenta virtuală β din componentele curentului α măsurate ale invertoarelor. O stare actuală a soluțiilor de control bazate pe AHO, precum și modelarea și sincronizarea pentru invertoarele GFM interconectate cu controlul AHO sunt furnizate în [101].

5.1 CONFIGURAREA ȘI CONTROLUL MICROREȚELEI

Fig 25 prezintă MG izolat propus, format din trei invertoare de tensiune monofazate paralele care alimentează o sarcină comună. Invertoarele sunt sincronizate pe un linie CA comună, permițând distribuția coordonată a puterii. Ieșirile terminalelor invertoarelor sunt conectate la magistrala comună prin filtrul LCL pentru a atenua armonicile introduse de comutația tranzistoarelor și pentru a asigura o impedanță de cuplare. Conectarea și deconectarea în siguranță a fiecărui inverter la microrețea s-a realizat prin intermediul unui întrerupător de circuit. Controlul primar bazat pe oscilatorul AHO și algoritmi de control secundar distribuit bazat pe consens au fost programați într-un controler digital, care furnizează semnalele de comutație către invertoare.

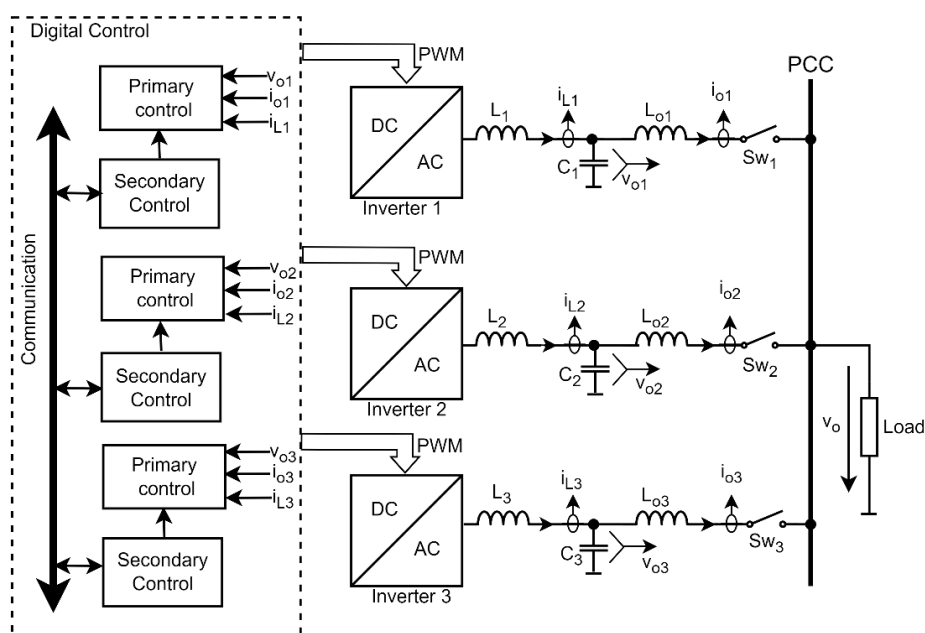


Fig 25. Structura de control MG propusă cu trei invertoare conectate în paralel.

5.1.1 CONTROLUL OSCILATORULUI ANDRONOV HOPF

Așa cum este ilustrat în Fig 26 , structura AHO este compusă dintr-un circuit LC rezonant care oscilează cu frecvența naturală de rezonanță dată de $\omega_n = 1/\sqrt{LC}$, unde L și C sunt inductanța și capacitatea virtuală. De asemenea, include surse virtuale de tensiune și curent neliniare, dependente de stare, care susțin oscilația. Interfața dintre inverter și AHO este asigurată prin amplificarea tensiunii și a curentului, prin termenii k_v și k_i . Dinamica AHO poate fi exprimată ca un sistem de ecuații diferențiale, așa cum se arată în (28) și (29).

$$C \frac{dv_C}{dt} = -i_L + i_m - u_1 \quad (28)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_C + v_m - u_2 \quad (29)$$

Tensiunea la bornele condensatorului virtual este notată cu v_C , iar i_L este curentul care trece prin inductorul virtual. Intrările oscilatorului sunt notate cu u_1 și u_2 , iar sursele neliniare de tensiune și curent v_m și i_m , care joacă un rol esențial în reglarea oscilațiilor autosusținute, sunt date de:

$$v_m = \frac{\xi}{\omega_{nom}} (2X_n^2 - x_1^2 - x_2^2)x_2 \quad (30)$$

$$i_m = \frac{\xi}{\varepsilon\omega_{nom}} (2X_n^2 - x_1^2 - x_2^2)x_1 \quad (31)$$

unde ξ este constanta de amorsare care influențează viteza de convergență către o stare staționară; X_n este amplitudinea RMS, iar ε este impedanța caracteristică dată de $\varepsilon = \sqrt{L/C}$.

Variabilele de stare din (30), (31) pot fi definite ca $x_1 = v_C$ și $x_2 = \varepsilon i_L$. Referințele de tensiune din oscilatorul din sistemul $\alpha\beta$ pot fi produse prin scalarea variabilelor de stare cu amplificarea de tensiune k_v după cum urmează: $v_{\alpha\beta} = k_v[x_1, x_2]$.

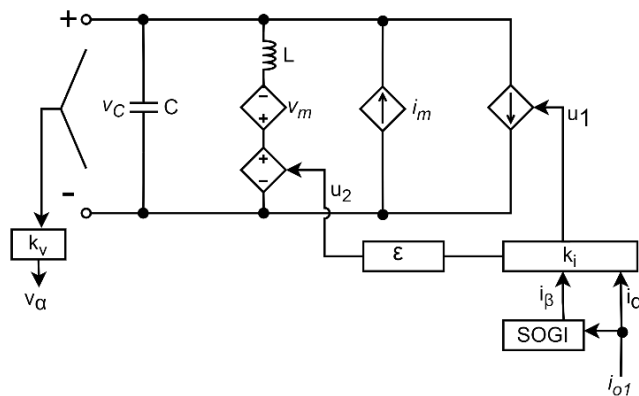


Fig 26. Structura de control AHO.

Înlocuind (30), (31) v_α și v_β în (28), (29) se obțin următoarele ecuații:

$$\frac{dv_\alpha}{dt} = \frac{\xi}{k_v^2} (2V_n^2 - v_\alpha^2 - v_\beta^2)v_\alpha - \omega_n v_\beta - \frac{k_v k_i}{C} i_\alpha \quad (32)$$

$$\frac{d v_{\beta}}{d t} = \frac{\xi}{k_v^2} (2V_n^2 - v_{\alpha}^2 - v_{\beta}^2) v_{\beta} + \omega_n v_{\alpha} - \frac{k_v k_i}{C} i_{\beta} \quad (33)$$

unde $V_n = k_v X_n$ este tensiunea efectivă nominală.

Constanta de scalare a curentului k_i pentru curentul de ieșire al inverterului, care este utilizat ca feedback pentru oscilator, se calculează ca $k_i = V_n / S_{rated}$, în timp ce factorul de scalare a tensiunii este $k_v = V_n$.

O proiectare detaliată a celorlalți parametri este furnizată în [102], iar valorile parametrilor utilizați sunt prezentate în Tabelul 13. Distribuția puterii invertoarelor satisface următoarea condiție[100]:

$$\frac{P_i}{P_j} = \frac{\varphi_i k_j}{\varphi_j k_i} \quad (34)$$

unde k_i , k_j , și P_i , P_j , și φ_i , φ_j sunt amplificările de curent, puterile active și raporturile de distribuție a puterii pe invertoarele vecine i și j .

5.1.2 CONTROL SECUNDAR DE CONSENS

Aplicarea algoritmului de consens în controlul distribuit are scopul de a asigura că variabilele de stare, precum tensiunea și frecvența tuturor DER-urilor, converg către o valoare comună printr-un proces iterativ care implică schimbul de informații între unitățile învecinate. O regulă tipică de actualizare a consensului este dată de:

$$\frac{d x_i}{d t} = \sum_{j \in N_i} a_{ij} (x_j - x_i) \quad (35)$$

unde a_{ij} sunt elementele matricei de adiacență, x_i este variabila de stare a agentului i și N_i denotă un set de vecini.

Controlul propus se bazează pe o abordare consensuală complet distribuită pentru a estima tensiunea și frecvența medie și pentru a converti toate DER-urile la o medie comună, așa cum se arată în (36) și (37). Fiecare DER comunică estimarea sa medie cu vecinii imediați pentru a forma un consens la nivel de rețea care aproximează starea globală. Fiecare DER implementează apoi un controler integral local pentru a readuce tensiunea și frecvența locală la valori nominale, așa cum se arată în (38) și (39). Pentru a menține distribuția echitabilă a energiei între DER-uri, conform controlului primar, este inclus un termen suplimentar. Acest termen este, de asemenea, calculat pe baza consensului, în care DER-urile schimbă informații normalizate despre puterea activă și reactivă cu vecinii lor pentru a ajusta și menține în mod colectiv distribuția energiei. Controlul secundar este implementat prin următoarele ecuații:

$$V_i^{est}(t) = V_i(t) + \int_0^t \sum_{j \in N_i} a_{ij} (V_i^{est}(\tau) - V_j^{est}(\tau)) d\tau \quad (36)$$

$$\omega_i^{est}(t) = \omega_i(t) + \int_0^t \sum_{j \in N_i} a_{ij} (\omega_i^{est}(\tau) - \omega_j^{est}(\tau)) d\tau \quad (37)$$

$$\delta V_i(t) = K_{IV} \int_0^t (V_n - V_i^{est}(\tau)) d\tau + K_{IP} \int_0^t \sum_{j \in N_i} \left(\frac{P_j^{nom}}{\varphi_j} - \frac{P_i^{nom}}{\varphi_i} \right) d\tau \quad (38)$$

$$\delta\omega_i(t) = K_{I\omega} \int_0^t (\omega_n - \omega_i^{est}(\tau)) d\tau - K_{IQ} \int_0^t \sum_{j \in N_i} \left(\frac{Q_j^{nom}}{\varphi_j} - \frac{Q_i^{nom}}{\varphi_i} \right) d\tau \quad (39)$$

unde: V_i^{est} și ω_i^{est} sunt estimările stării globale la nivelul întregii rețele, în timp ce $\delta V_i(t)$ și $\delta\omega_i(t)$ sunt termeni de corecție adăugați la controlul primar pentru a restabili tensiunea și frecvența; K_{IV} , $K_{I\omega}$, K_{IP} , K_{IQ} sunt constantele integratorului; P_i^{nom} , Q_i^{nom} , P_j^{nom} , Q_j^{nom} sunt puterile active și reactive normalizate ale invertoarelor i și j respectiv; φ_i și φ_j denotă raporturile de partajare a puterii.

Astfel, ecuațiile complete cu control primar și secundar pot fi scrise după cum urmează:

$$\frac{dv_\alpha}{dt} = \frac{\xi}{k_v^2} (2(V_n + \delta V_i(t))^2 - v_\alpha^2 - v_\beta^2) v_\alpha - (\omega_n + \delta\omega_i(t)) v_\beta - \frac{k_v k_i}{C} i_\alpha \quad (40)$$

$$\frac{dv_\beta}{dt} = \frac{\xi}{k_v^2} (2(V_n + \delta V_i(t))^2 - v_\alpha^2 - v_\beta^2) v_\beta - (\omega_n + \delta\omega_i(t)) v_\alpha - \frac{k_v k_i}{C} i_\beta \quad (41)$$

Fig 27 prezintă structura ierarhică generală de control pentru un singur inverter. Toate celelalte invertoare sunt controlate cu o structură de control similară, compusă dintr-un control primar bazat pe AHO și un control secundar bazat pe consens. A fost adăugată o impedanță virtuală R_d pentru a minimiza neconcordanțele de distribuție a puterii datorate impedanțelor diferite ale liniilor și, de asemenea, pentru a ajuta la amortizarea oscilațiilor [103]. Tensiunea v_{sync} este utilizată pentru procesul de sincronizare a inverterului, care va fi descris mai târziu.

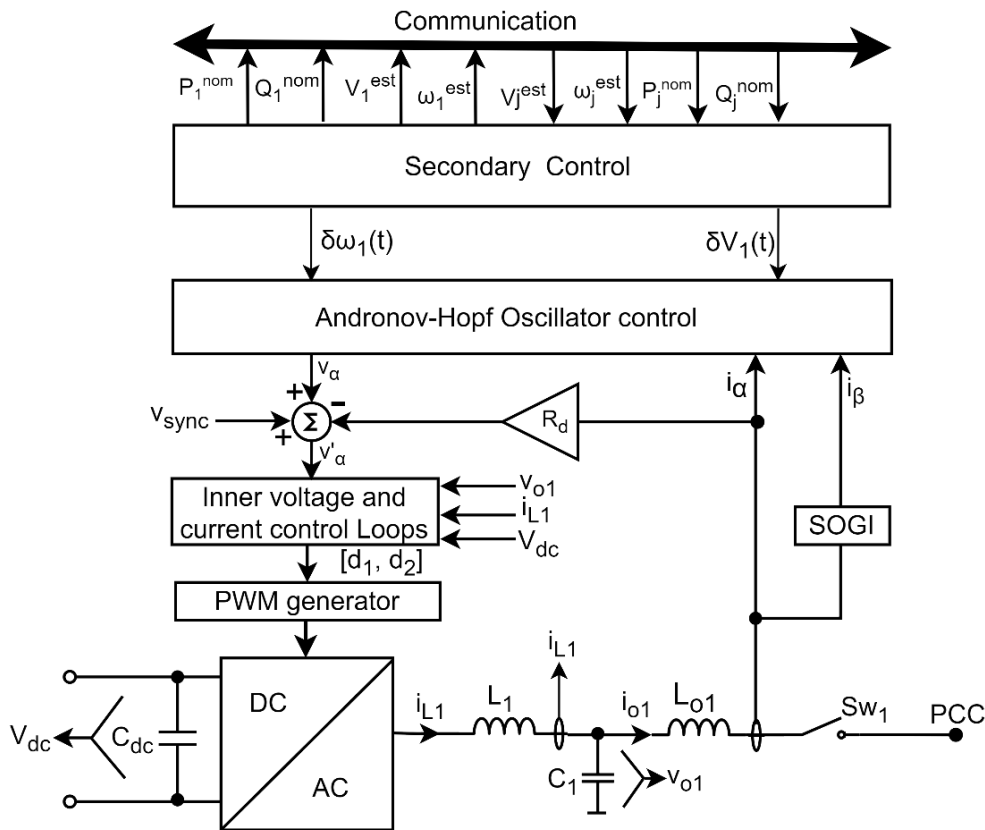


Fig 27. Structura generală a controlului inverterului propus.

Tabelul 13 : Specificații ale parametrilor inverterului și AHO.

Simbol	Descriere	Valoare
Parametrii inverterului		
$S_{nominal}$	Putere aparentă nominală	1k VA
V_n	Tensiune nominală efectivă	230 V
$V_{min,pu}$	Tensiune minimă normalizată	0.95 p.u.
ω_n	Frecvență unghiulară nominală	$2\pi 50$ rad/s
$ \Delta \omega _{max}$	Frecvență unghiulară maximă de compensare	$2\pi 0,5$ rad/s
L_o	Inductanța pe partea inverterului	1.8 mH
L_g	Inductanța pe partea rețelei	1.8 mH
C_f	Capacitate filtru	9 μ F
V_{cc}	Tensiune DC-link	450 V
f_s	Frecvența de comutație	10 kHz

5.2 REZULTATE EXPERIMENTALE

Pentru a valida metoda de control propusă, au fost implementate două configurații experimentale (2 și 3), prezentate în capitolul 6, în conformitate cu structura prezentată în Fig 25 . Configurația 2 ce cuprinde un sistem HIL a fost compusă din platforma în timp real dSPACE DS1006 și PLECS RT-Box. Cea de-a treia configurație a fost realizată cu trei invertoare, fiecare cu o putere nominală de 1 kW monofazat, alimentate de la o sursă de curent continuu programabilă (cele trei invertoare sunt conectate pe o magistrală comună de curent continuu). Toți ceilalți parametri ai configurației sunt prezentați în Tabelul 13 . Măsurătorile în timp real au fost afișate și înregistrate prin intermediul dSPACE ControlDesk. Mai multe detalii despre configurații sunt furnizate în capitolul 6.

5.2.1 REZULTATE EXPERIMENTALE CU MICROREȚEA FIZICĂ

După verificarea strategiei de control propuse prin experimente HIL, s-a efectuat o validare suplimentară utilizând hardware real de inverter pentru a evalua performanța controlerului propus într-un mediu MG real. Configurația utilizată este detaliată în capitolul 6.3.

5.2.1.1 CONTROL SECUNDAR

Cazul A: Modificare sarcină rezistivă

Fig 28 prezintă principalele mărimi măsurate la bornele celor trei invertoare: puterile active ale, curentul efectiv, tensiunea efectivă și frecvența. În urma comutării sarcinii rezistive ($P_L = 1,9$ kW) la $t = 1$ s și $t = 3$ s, controlul secundar a restabilit tensiunea la valoarea nominală într-un interval de 1 s. Se poate observa, de asemenea, o anumită cuplare între puterea activă și frecvență în Fig 28 (d), ceea ce duce la unele oscilații de frecvență după pornirea și oprirea sarcinii, care se atenuează rapid în 0.5 s. În plus față de restabilirea tensiunii, abordarea consensuală a menținut, de asemenea, distribuția puterii între DG-uri în condiții de sarcină dinamică, așa cum se arată în Fig 28 (a).

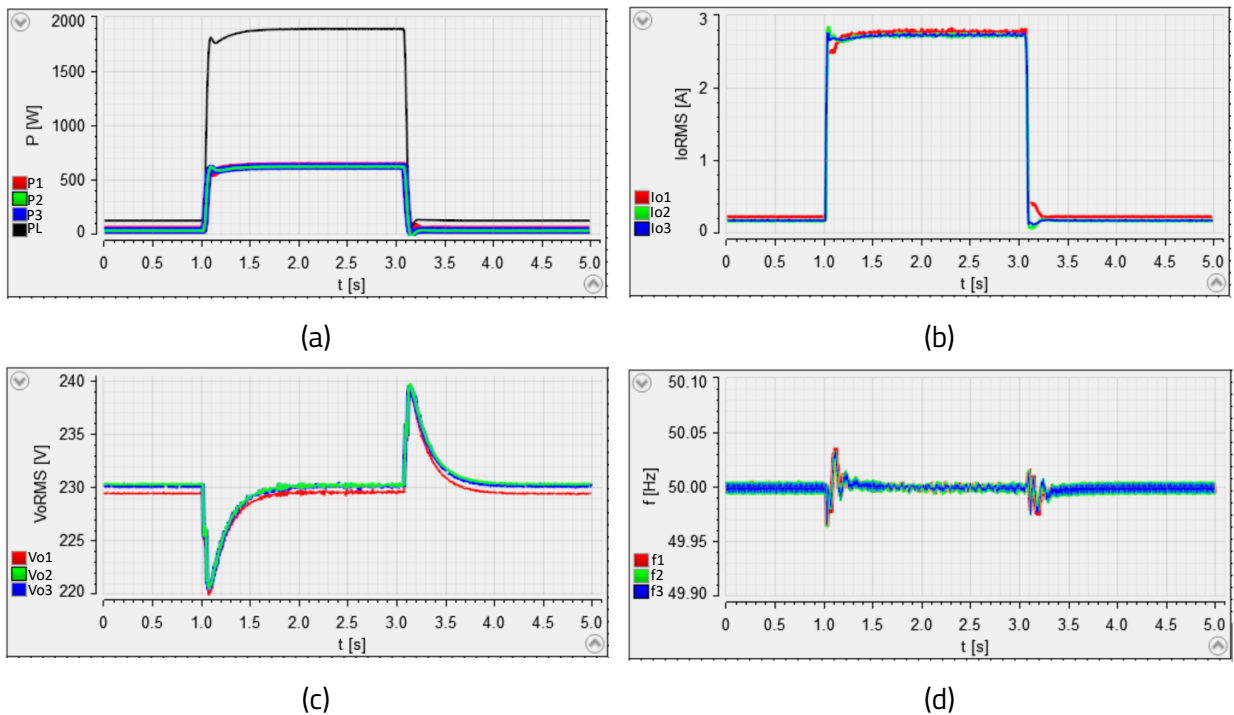


Fig 28. Modificare sarcină activă: (a) putere activă; (b) curent efectiv; (c) tensiune efectivă; (d) frecvență.

Cazul B: Modificare sarcină inductivă

În acest caz, răspunsul controlului secundar a fost evaluat în condițiile unei modificări bruște a cererii de putere reactivă din partea sarcinii ($Q_L = 1\text{kVar}$). O sarcină reactivă a fost activată la $t = 1$ s și dezactivată la $t = 3$ s. Fig 29 prezintă puterile reactive ale celor trei invertoare, curentul efectiv, frecvența și tensiunea efectivă.

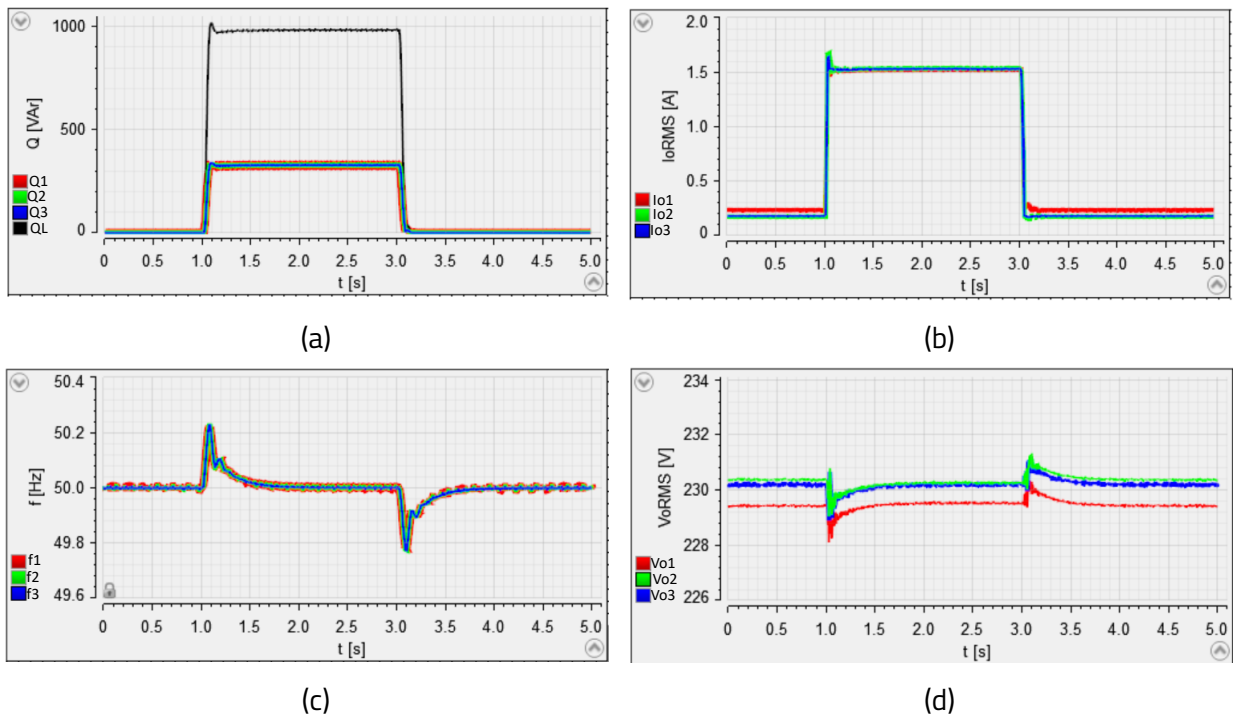


Fig 29. Modificare sarcină reactivă (inductivă): (a) putere reactivă; (b) curent efectiv; (c) frecvență; (d) tensiune efectivă.

După conectarea sarcinii, frecvența a depășit pentru scurt timp 50.24 Hz și a revenit la valoarea nominală în aproximativ 1 s. În mod similar, după deconectarea sarcinii, frecvența a revenit la valoarea nominală în aproximativ 800 ms. Controlul secundar menține, de asemenea, distribuția puterii reactive, înainte și după perturbarea sistemului.

Cazul C: Modificare sarcină activă cu distribuție inegală a puterii

În practică, DG-urile pot avea puteri disponibile inegale și, prin urmare, se așteaptă ca unitățile să alimenteze sarcina proporțional cu capacitatea lor, pentru a preveni supraîncărcarea unităților mai mici. Pentru a reflecta aceste condiții, performanța controlului secundar a fost analizată în condiții de raport inegal de distribuție a curentului de 1: 1: 2. Rezultatele experimentale sunt prezentate în Fig 30. O schimbare treptată a cererii de putere activă a fost introdusă la $t = 1$ s și la $t = 3$ s prin conectarea și deconectarea sarcinii rezistive. În ambele scenarii, controlul secundar a reușit să restabilească tensiunea la valoarea nominală în 1 s. În plus, raportul de distribuție a puterii a fost menținut și înainte și după perturbație.

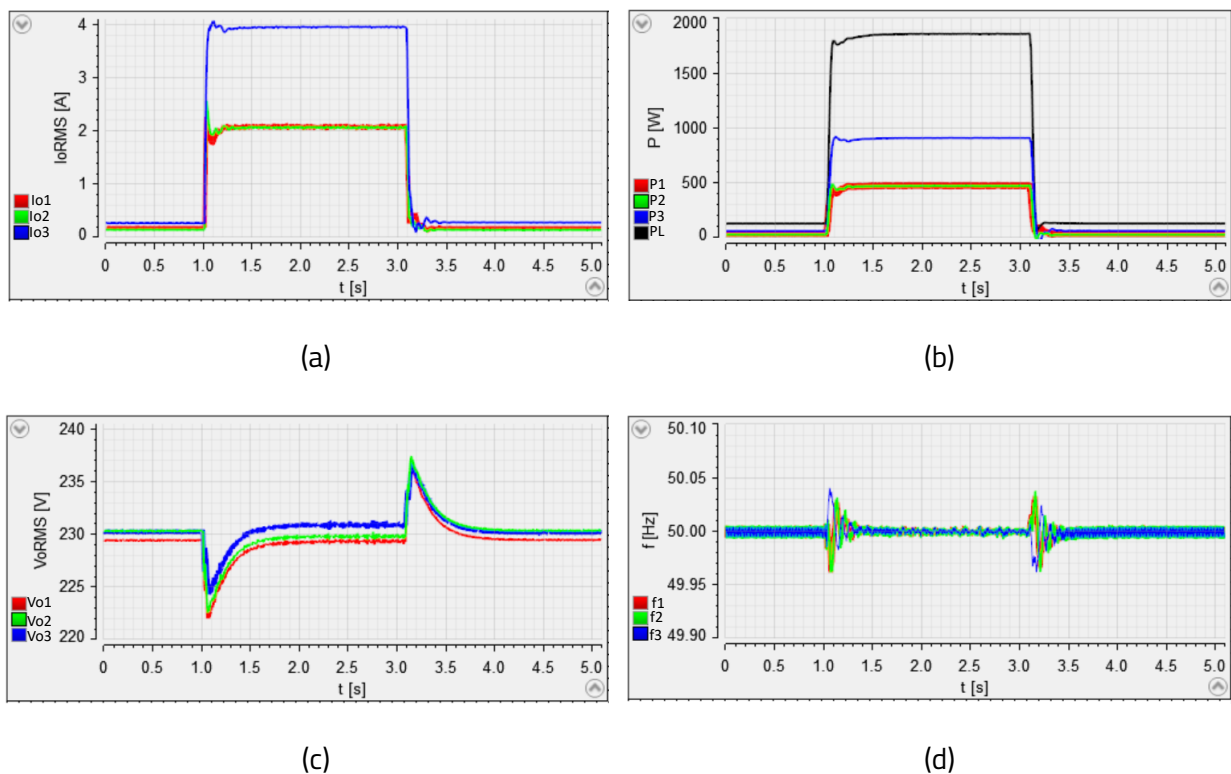


Fig 30. Modificare sarcină activă cu distribuție inegală a puterii: (a) curent efectiv; (b) putere activă; (c) tensiune efectivă; (d) frecvență.

Cazul D: Control secundar luând în considerare întârzierea liniei de comunicație

Întârziere comunicație 75 ms

Întârzierea de comunicație a fost crescută în pași discreți de 15 ms. La 75 ms, efectele mai pronunțate ale întârzierii încep să fie observate asupra curentului și puterii active. Invertoarele au fost adăugate unul după altul, urmând o procedură discutată anterior, iar invertoarele adăugate sunt la limita de stabilitate. Fig 31 arată puterea activă de ieșire a invertoarelor, puterea reactivă, curentul de ieșire, tensiunea de ieșire și frecvența. În ciuda oscilațiilor de putere, abordarea consensuală a reușit să

restabilească tensiunea și frecvența după o schimbare bruscă a puterii active și reactive la $t = 1$ și $t = 3$ s. Acest lucru demonstrează capacitatea abordării consensuale propuse de a asigura un control stabil al tensiunii și frecvenței în condiții de întârzieri moderate de comunicație. Cu toate acestea, când întârzierea a crescut la 80 ms, sistemul a devenit instabil.

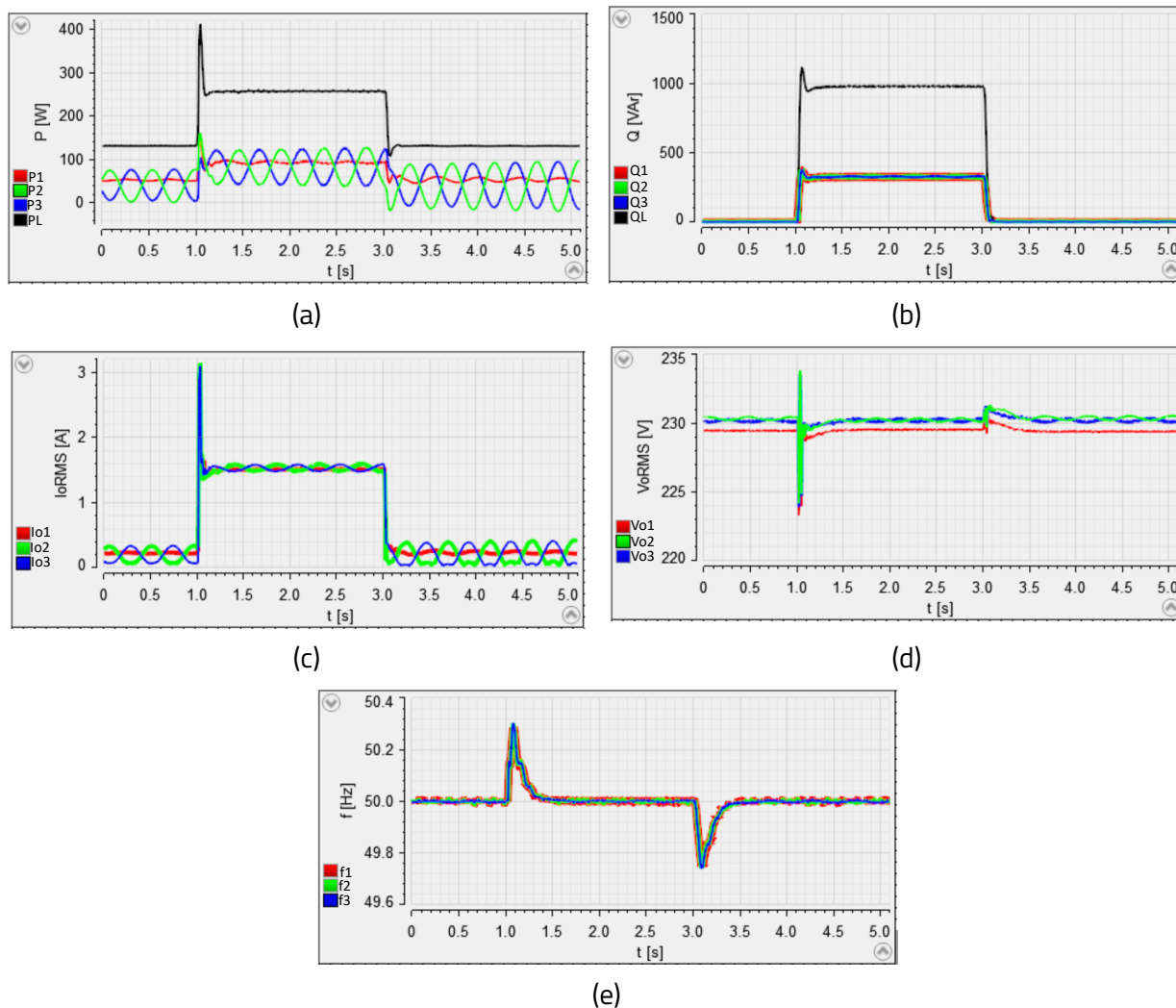


Fig 31 . Schimbare treptată a puterii cu o întârziere de comunicație de 75 ms: (a) putere activă; (b) putere reactivă; (c) curent efectiv; (d) tensiune efectivă; (e) frecvență.

5.3 CONCLUZII

În acest capitol a fost implementată o strategie de control secundar bazată pe consens, integrată într-un cadru de control ierarhic, cu AHO servind ca control primar într-o MG monofazată funcționând insularizat. Abordarea consensuală permite invertoarelor să regleze atât frecvența, cât și tensiunea, precum și să mențină distribuția puterii prin schimbul de informații locale. Validarea experimentală a fost realizată utilizând platforma de control dSPACE DS1006 și trei invertoare monofazate. Rezultatele experimentelor au demonstrat eficacitatea strategiei propuse în cazul diverselor schimbări treptate ale cererii de putere electrică (activă/reactivă). Rezultatele au arătat, de asemenea, că abordarea consensuală a restabilit tensiunea și frecvența, menținând în același timp distribuția puterii în diverse condiții de funcționare, care includ încărcare egală și inegală a invertoarelor și diferite scenarii de întârziere a comunicației din controlul secundar.

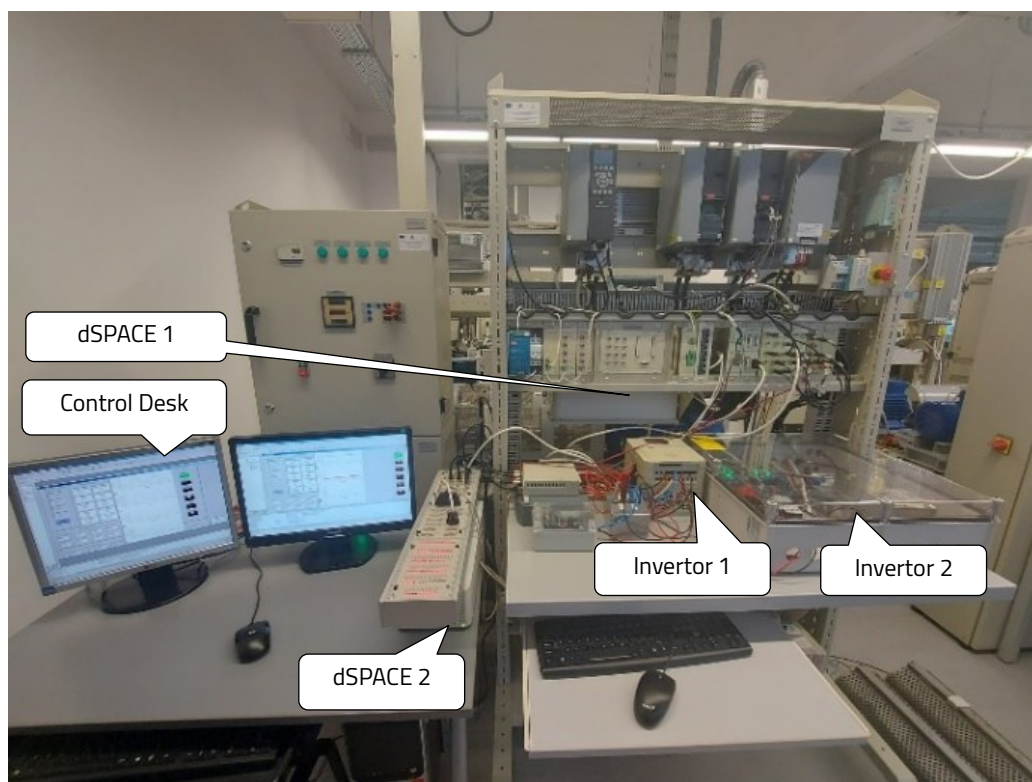
6. DEZVOLTAREA PLATFORMELOR EXPERIMENTALE PENTRU APLICAȚII MG

Acest capitol prezintă configurațiile experimentale care au fost utilizate pe parcursul tezei pentru a sprijini dezvoltarea, validarea și testarea soluțiilor propuse. Prima configurație a fost dezvoltată la Universitatea Transilvania din Brașov/IDCT/L4 și constă într-o platformă MG compusă din două invertoare monofazate. Controlul în timp real a fost implementat utilizând un sistem RCP de tip dSPACE 1103. A doua configurație a fost dezvoltată la Universitatea Aalborg (AAU) Danemarca, în laboratorul de sisteme fotovoltaice echipat cu hardware dSPACE 1006 și PLEXIM RT Box care execută modelul MG, permițând implementarea HIL. A treia configurație a fost realizată, de asemenea, la AAU, în Laboratorul MG. Configurația MG a cuprins trei invertoare monofazate, iar controlul a fost asigurat de dSPACE 1006. Descrierile detaliate și configurațiile acestor configurații sunt prezentate în subsecțiunile următoare.

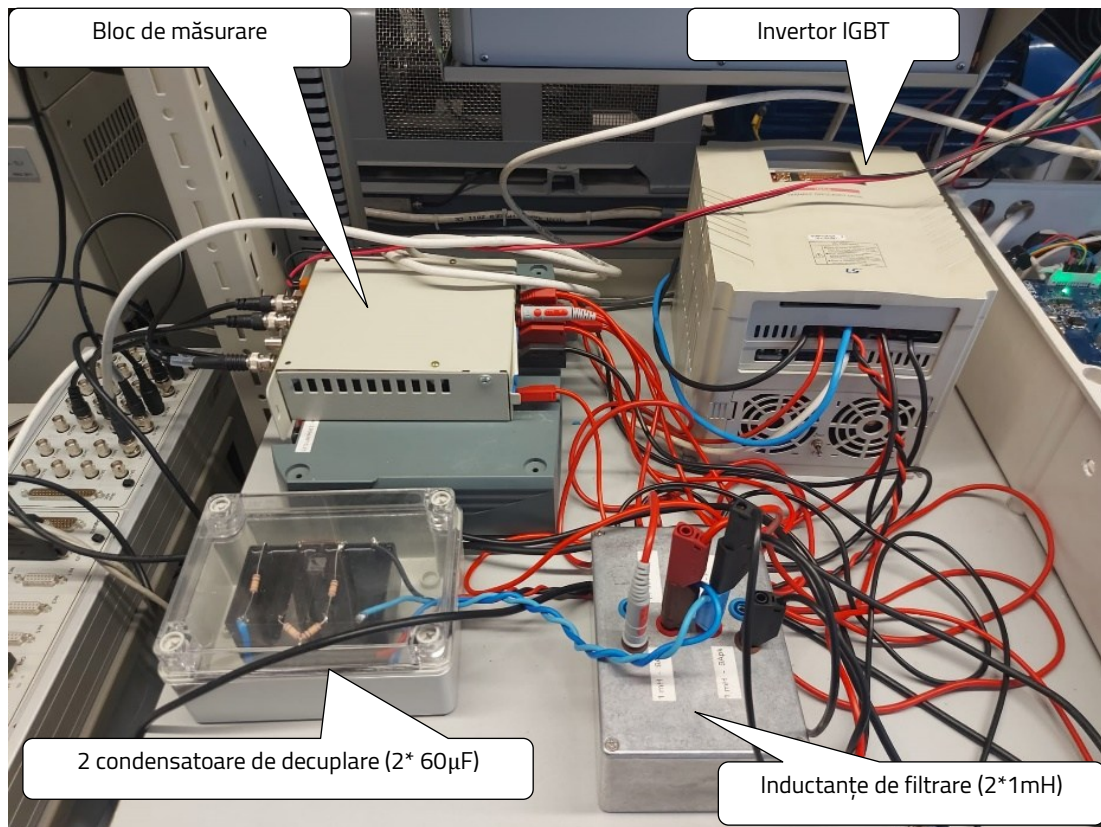
6.1 CONFIGURAȚIE DE LABORATOR 1

6.1.1 DEZVOLTAREA HARDWARE-ULUI ȘI A SISTEMULUI DE CONTROL

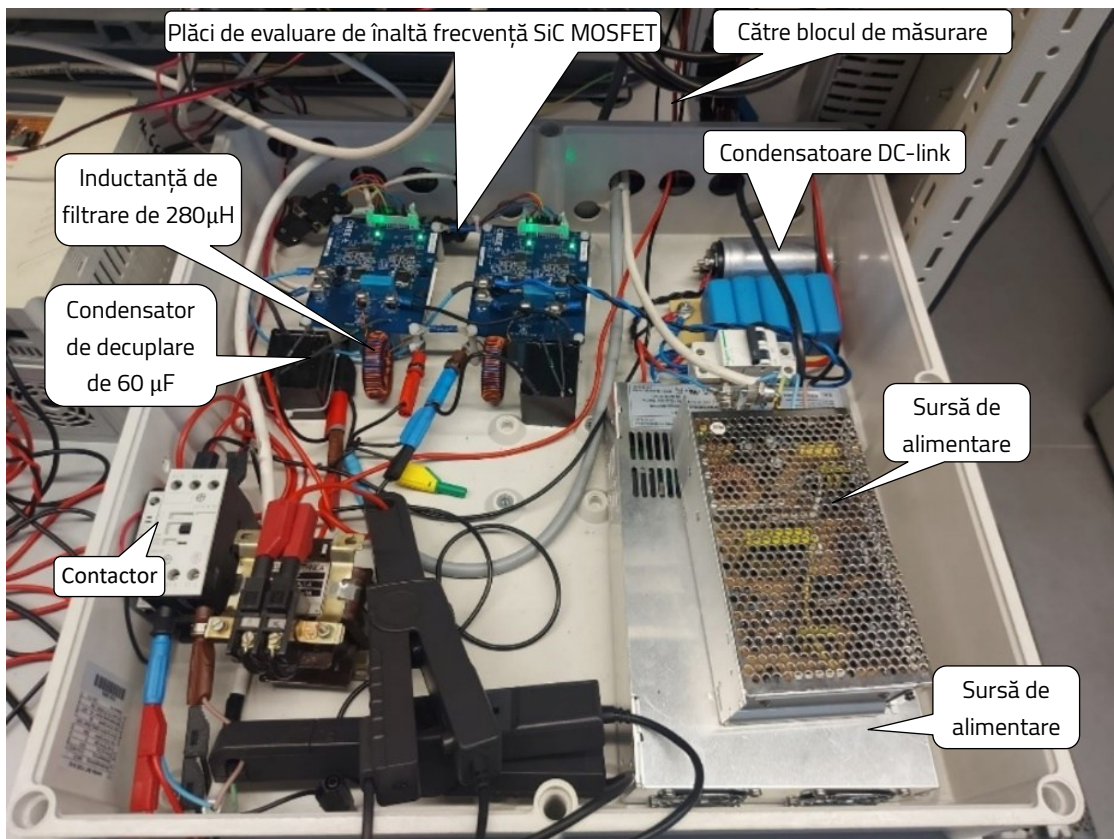
A fost construită o configurație experimentală, așa cum se arată în Fig 32 compusă din două invertoare. Fiecare inverter a fost controlat de un controler dSPACE DS1103 separat, iar formele de undă au fost achiziționate prin intermediul software-ului ControlDesk. DS1103 oferă capacități de procesare în timp real, ceea ce îl face potrivit pentru abordări de tip RCP.



(a)



(b)



(c)

Fig 32. Stand experimental: (a) partea hardware; (b) detaliu invertor IGBT; (c) detaliu invertor SiC.

6.2 CONFIGURAȚIE DE LABORATOR 2

6.2.1 DEZVOLTAREA HARDWARE-ULUI ȘI A SISTEMULUI DE CONTROL

Configurația experimentală prezentată în Fig 33 a fost concepută pentru a facilita testarea HIL a strategiilor de control MG dezvoltate. Această configurație a fost necesară ca etapă preliminară înainte de implementarea hardware-ului propriu-zis, descris în secțiunea următoare. Aceasta face parte din laboratorul de sisteme fotovoltaice al Departamentului de Energie al Universității Aalborg din Danemarca. Configurația constă din dSPACE 1006 pentru control în timp real și PLEXIM RT Box pentru executarea modelului. Frecvența de comutație a invertoarelor a fost de 10 kHz, ceea ce s-a aliniat cu specificațiile hardware reale ale invertoarelor din configurația 3. Modelul MG cu trei invertoare a fost executat în RT box la un timp de eșantionare de 5 μ s.

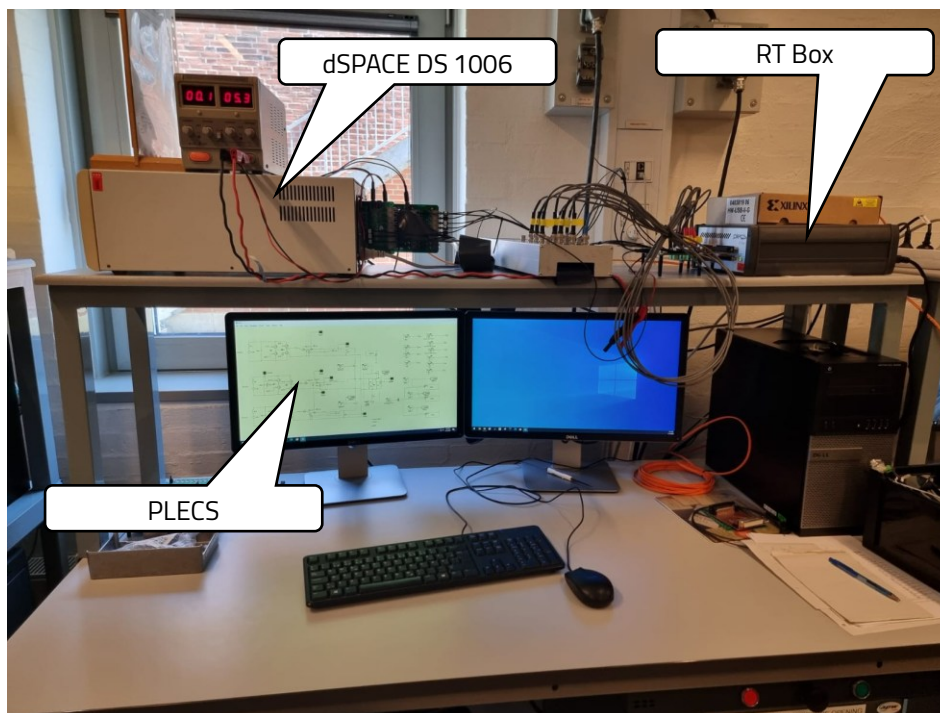


Fig 33. Banc de testare experimental MG compus din PLECS, RTBox și dSPACE 1006.

6.3 CONFIGURAȚIE DE LABORATOR 3

6.3.1 DEZVOLTAREA HARDWARE-ULUI ȘI A SISTEMULUI DE CONTROL

A treia configurație experimentală prezentată în Fig 34, constă din trei invertoare Danfoss interconectate fizic pentru a forma o MG de laborator care alimentează o sarcină comună. Configurația urmează aceeași structură ca și configurația HIL descrisă anterior, dar utilizează hardware real pe partea de alimentare a MG. Platforma de control s-a bazat, de asemenea, pe sistemul de control în timp real dSPACE 1006. Algoritmii de control au fost modelați în MATLAB/Simulink și configurați pentru a rula la o perioadă de eșantionare fixă de 100 μ s. dSPACE ControlDesk a fost utilizat pentru vizualizarea semnalelor, achiziționarea datelor și reglarea parametrilor.

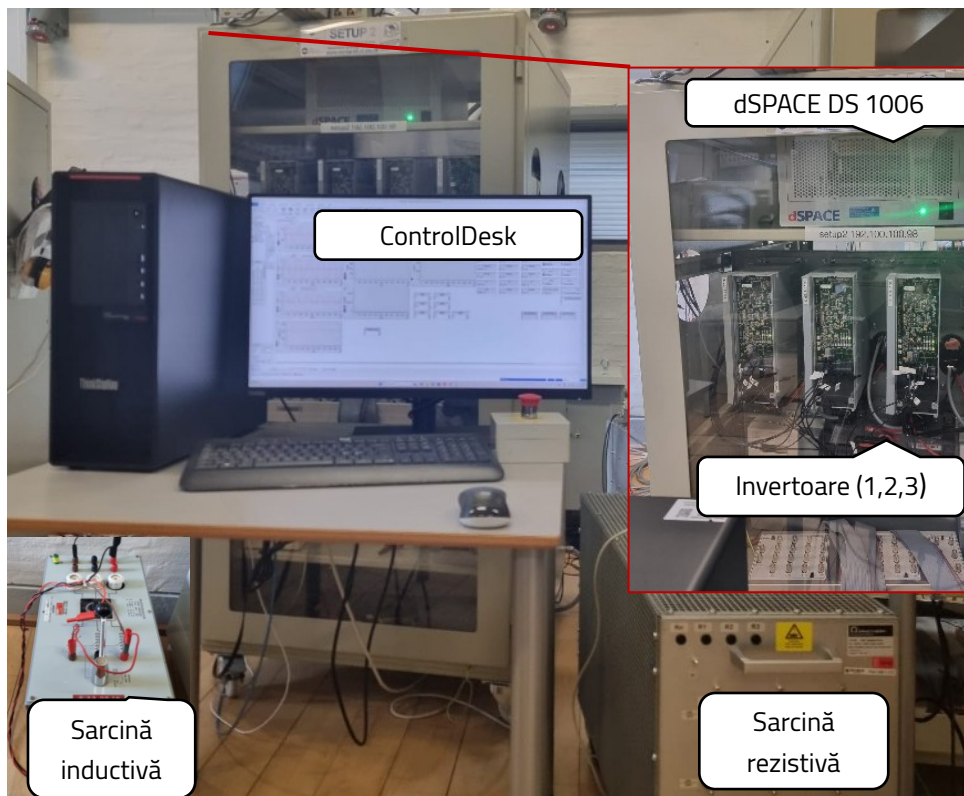


Fig 34 . Banc de testare experimental MG compus din 3 invertoare și dSPACE 1006.

7. CONCLUZII FINALE

Această teză a prezentat strategii avansate de control dezvoltate pentru invertoare monofazate, pentru a permite integrarea acestora în microrețele. Prima parte a oferit o analiză extinsă a soluțiilor APD pentru atenuarea oscilațiilor de ordinul doi inerente liniei de curent continuu a invertoarelor monofazate și a dezvoltat descrieri matematice unificate pentru invertoarele diferențiale, pentru a deriva o topologie optimă, luând în considerare diferiți parametri. Invertoarele monofazate au fost ulterior integrate în sistemele MG utilizând un control avansat bazat pe VOC, unde au fost implementate două oscilatoare: oscilatorul Van der Pol și oscilatorul Andronov-Hopf. În cadrul VOC, a fost dezvoltat un controler de limitare a puterii pentru a permite invertoarelor să își distribuie sarcina în funcție de condițiile de funcționare și de disponibilitatea sursei primare. Au fost formulate două abordări de control secundar bazate pe medierea distribuită și protocolul de consens, pentru restabilirea tensiunii și frecvenței, precum și pentru menținerea distribuției echitabile a puterii între invertoare. Pentru validarea metodelor de control propuse au fost utilizate simulări și platforme experimentale care includ testarea HIL și un MG de laborator cu invertoare fizice.

7.1 SEMNIFICAȚIE ȘI IMPACTUL MAI LARG AL CERCETĂRII

Concluziile acestei teze au o valoare semnificativă în proiectarea și dezvoltarea invertoarelor monofazate și integrarea acestora în MG. Metodele de control propuse și analizate, care se bazează pe APD, contribuie la îmbunătățirea fiabilității și duratei de viață a invertoarelor monofazate, oferind o metodă rentabilă de înlocuire a condensatoarelor electrolitice voluminoase cu condensatoare cu film mai fiabile. Acest lucru se datorează faptului că, prin redirectionarea oscilațiilor DC-link departe de DC-link, cerințele de capacitate sunt reduse. Acest lucru este deosebit de important în aplicațiile fotovoltaice, unde, de obicei, invertoarele au o durată de viață mult mai scurtă decât panourile fotovoltaice. Prin urmare, prelungirea duratei de viață a invertoarelor reduce costurile de întreținere și înlocuire și îmbunătățește fiabilitatea generală a sistemului. În plus, concluziile sunt importante în contextul transformării continue a sistemelor de alimentare cu energie electrică, determinată de creșterea integrării energiei regenerabile. În rețelele electrice slabe, necesitatea unor strategii avansate de control GFM a devenit esențială pentru a asigura stabilitatea, reziliența și furnizarea fiabilă a energiei electrice. Prin extinderea cadrului VOC emergent, integrarea limitării puterii și a schemelor de control secundar distribuit, această teză propune o direcție promițătoare pentru următoarea generație de invertoare GFM.

7.2 CONTRIBUȚIILE TEZEI

Contribuțiile principale ale tezei pot fi sintetizate după cum urmează:

- Analiză cuprinzătoare a stadiului actual al tehnicii privind invertoarele monofazate diferențiale, prezentând principalele caracteristici, principiile lor de funcționare și o analiză comparativă a performanțelor în ceea ce privește cerințele de tensiune ale legăturii de curent continuu, pierderile și solicitările asupra componentelor inverterului. Pe baza acestei analize, s-a obținut o topologie optimă.

- Dezvoltarea unei descrieri matematice unificate a principalelor topologii ale invertoarelor diferențiale monofazate, permițând o evaluare mai ușoară a limitelor lor operaționale în condiții de parametri diferiți.
- Teza a examinat principalele strategii de control aplicate acestei clase de invertoare pentru a realiza atât controlul primar (funcționare autonomă sau conectată la rețea), cât și funcțiile APD, promovând în același timp dezvoltarea de algoritmi de control care sunt mai puțin dependenți de variațiile parametrilor și mai rezistenți la perturbații externe.
- Dezvoltarea și implementarea strategiilor VOC avansate pe invertoare monofazate diferențiale pentru integrarea în MG, utilizând atât oscilatoarele Van der Pol și Andronov-Hopf. Aceste strategii de control asigură sincronizarea rapidă, răspunsul tranzitoriu îmbunătățit și reglarea stabilă a tensiunii și frecvenței.
- Integrarea VOC cu tehnici APD, stabilind un cadru de control unificat pentru invertoarele monofazate care elimină oscilațiile de ordinul doi din legătura DC, menținând în același timp un comportament GFM stabil.
- Dezvoltarea metodei de limitare a puterii în cadrul VOC, asigurând că invertoarele pot distribui puterea în funcție de condițiile de funcționare și disponibilitatea sursei primare. Controlerul poate limita atât puterea activă, cât și cea reactivă la valorile de referință specificate. Când un invertor atinge limita de putere, celelalte care nu sunt restricționate de limitarea puterii preiau sarcina suplimentară.
- Formularea și implementarea strategiilor de control secundar distribuit pentru MG-uri bazate pe oscilatoare, utilizând o metodă de mediere distribuită pentru Van der Pol și un protocol bazat pe consens pentru VOC-ul oscilatorului Andronov Hopf. Aceste controlere permit restabilirea tensiunii și frecvenței și distribuția echitabilă a puterii între invertoare. Metodele de control secundar au fost, de asemenea, proiectate pentru a fi robuste la deriva de ceas, fenomen asociat controlerelor digitale.
- Validarea strategiilor de control propuse prin testarea HIL în timp real și experimente pe sistem MG fizic bazat pe invertoare monofazate, demonstrând fezabilitatea practică în condiții de funcționare realiste.

7.3 DIRECȚII VIITOARE DE CERCETARE

Pe baza lucrării prezentate în această teză, pot fi identificate mai multe direcții pentru cercetarea viitoare:

- O înțelegere mai profundă a modului în care topologiile invertoarelor monofazate cu scheme APD, care utilizează un număr minim de semiconductoare pot menține sau chiar spori fiabilitatea în comparație cu topologiile tradiționale. Combinarea topologiilor cu număr redus de comutatoare și utilizarea semiconductoarelor cu bandă interzisă largă poate fi o abordare de proiectare eficientă.
- Dezvoltarea de algoritmi de control avansați care pot gestiona în mod eficient frecvența ridicată de comutație a tranzistoarelor moderne cu bandă largă, care au atins acum frecvențe de MHz (de exemplu, dispozitive GaN), este o sarcină crucială. În astfel de circumstanțe, metodele care nu se bazează pe modulatoare PWM, menținând în același timp o frecvență de comutație constantă, se pot dovedi a fi soluția optimă. Mai mult, pe măsură ce frecvența de comutație crește, problema curentului de scurgere devine din ce în ce mai semnificativă, în special în aplicațiile fotovoltaice.

- Analizând modul în care circuitul APD influențează serviciile auxiliare pe care trebuie să le furnizeze astfel de invertoare. De exemplu, o provocare este legată de capacitatea de a funcționa la tensiune redusă, care este impusă în prezent în multe coduri de rețea pentru invertoarele conectate la rețea. Odată cu reducerea capacității pe linia de curent continuu, invertoarele bazate pe APD au mai puțină energie stocată în legătura de curent continuu pentru a susține funcționarea în cazul căderilor de tensiune în rețea. Sunt necesare cercetări suplimentare pentru a oferi soluții la această problemă.
- Cercetările viitoare ar putea investiga compatibilitatea VOC cu tehnicile de control GFM consacrate, cum ar fi controlul *droop* și VSM.
- O altă direcție promițătoare este explorarea strategiilor de control bazate pe inteligența artificială ca alternative potențiale sau completări la controlul GFM bazat pe oscilator virtual.

7.4 PUBLICĂȚII PE TEMA CERCETĂRII DOCTORALE

În timpul programului de doctorat, ne-am orientat către reviste WOS cu impact ridicat (Q1/Q2) și conferințe internaționale IEEE, majoritatea publicațiilor avându-mă ca prim autor. Acest lucru a asigurat faptul că cercetarea a contribuit la literatura științifică evaluată prin proces de peer-review.

Lucrări în reviste indexate WOS

- **R. Musona** and I. Serban, "Control of a Single-Phase Islanded Microgrid Based on Virtual Oscillator Control Enhanced With Power Limitation and Robust Distributed Secondary Control," in *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 6, pp. 25-42, 2025, doi: 10.1109/OJIES.2024.3519809. - [Link](#)
 - WOS Quartile: Q1;
 - WOS Impact Factor: 4.3
- **R. Musona** and I. Serban, "Differential Single-Phase Inverters With Active Power Decoupling: A Survey," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 53654-53670, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3280228. - [Link](#)
 - WOS Quartile: Q2;
 - WOS Impact Factor: 3.6
- **R. Musona**, I. Serban, T. Kerekes, "Andronov-Hopf-Oscillator Based Control of an Islanded Microgrid With Distributed Consensus Secondary Control", submitted for review to *Electric Power Systems Research* –
 - WOS Quartile: Q2;
 - WOS Impact Factor: 4.2

Lucrări prezentate la conferințele internaționale IEEE (indexate IEEE Xplore / WOS)

- **R. Musona** and I. Serban, "Improving Microgrid Operation by Integrating Virtual Oscillator Control and Active Power Decoupling in Single-Phase Inverters", *2025 14th international conference on renewable energy research and applications (ICRERA)*, Vienna, Austria, 2025, pp. 311-316, doi: 10.1109/ICRERA66237.2025.11283952.- [Link](#)
 - Lucrare prezentată de autor în cadrul conferinței.
 - Lucrare indexată IEEE Xplore
- J. Sora, I. Serban, **R. Musona**, "Control of a DC MG Integrating a Single-Phase Inverter and a DAB for EV Charging and V2G Operation ", *2025 14th international conference on renewable*

energy research and applications (ICRERA), Vienna, Austria, 2025, pp. 276-281, doi: 10.1109/ICRERA66237.2025.11284060.- [Link](#)

- Lucrare prezentată de autor în cadrul conferinței.
- Lucrare indexată IEEE Xplore
- **R. Musona** and I. Serban, "Active Power Decoupling on a Differential Single-Phase Inverter With Non-linear Load," *2024 6th Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, Budapest, Hungary, 2024, pp. 74-78, doi: 10.1109/GPECOM61896.2024.10582620. - [Link](#)
 - Lucrare prezentată de autor în cadrul conferinței.
 - Lucrare indexată IEEE Xplore și WOS.
- **R. Musona** and I. Serban, "A Comparative Performance Analysis Between the Buck and Boost Differential Single-Phase Inverters with Active Power Decoupling," *2023 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2023 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Istanbul, Turkiye, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/ACEMP-OPTIM57845.2023.10287078. - [Link](#)
 - Lucrare prezentată de autor în cadrul conferinței.
 - Lucrare indexată IEEE Xplore
- I. Serban and **R. Musona**, "A Single-Phase Reactive Power Compensator with Reduced-Size Film Capacitors and Active Power Decoupling Control," *2023 8th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID)*, Karlsruhe, Germany, 2023, pp. 1-5, doi: 10.1109/eGrid58358.2023.10380895. - [Link](#)
 - Lucrare indexată IEEE Xplore.

Lucrări publicate înainte de perioada doctoratului în domeniul tezei:

- **R. Musona** and I. Serban, "A Comparative Analysis on a Single-Phase Inverter With a Reduced Component Count Power Decoupling Circuit," *2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Brasov, Romania, 2022, pp. 333-338, doi: 10.1109/PEMC51159.2022.9962863. - [Link](#)
 - Lucrare prezentată de autor în cadrul conferinței.
 - Lucrare indexată IEEE Xplore și WOS
- **R. Musona** and I. Serban. "Comparative efficiency analysis between a conventional single-phase inverter and an inverter with a minimalist active power decoupling circuit." *Bulletin of the Transilvania University of Brasov. Series I-Engineering Sciences*(2022): 1-8, doi: doi.org/10.31926/but.ens.2022.15.64.1.1 (BDI journal) - [Link](#)

REFERINȚE (Selectiv)

- [1] H. Zhou and L. He, 'Fractional-Order Virtual Impedance-Based Low-Frequency Current Ripple Mitigation for a Differential Boost Inverter', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 72, no. 6, pp. 5810–5820, Jun. 2025, doi: 10.1109/TIE.2024.3493161.
- [2] Y. Hao, H. Dan, Y. Sun, S. Xie, W. Xiong, and M. Su, 'Power Decoupling Control of Single-Phase Differential Cuk Inverters', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 40, no. 12, pp. 18083–18096, Dec. 2025, doi: 10.1109/TPEL.2025.3593303.
- [3] A. R. Gautam, D. M. Fulwani, R. R. Makineni, A. K. Rathore, and D. Singh, 'Control Strategies and Power Decoupling Topologies to Mitigate 2ω -Ripple in Single-Phase Inverters: A Review and Open Challenges', *IEEE Access*, vol. 8, pp. 147533–147559, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3015315.
- [4] Y. Sun, Y. Liu, M. Su, X. Li, and J. Yang, 'Active Power Decoupling Method for Single-Phase Current-Source Rectifier With No Additional Active Switches', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 8, pp. 5644–5654, Aug. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2494742.
- [5] Z. Qin, Y. Tang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, 'Benchmark of AC and DC Active Power Decoupling Circuits for Second-Order Harmonic Mitigation in Kilowatt-Scale Single-Phase Inverters', *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 1, pp. 15–25, Mar. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2490199.
- [6] Y. Liu, W. Zhang, Y. Sun, M. Su, G. Xu, and H. Dan, 'Review and Comparison of Control Strategies in Active Power Decoupling', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 12, pp. 14436–14455, Dec. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3087170.
- [7] H. Wang, H. Wang, G. Zhu, and F. Blaabjerg, 'An Overview of Capacitive DC-Links-Topology Derivation and Scalability Analysis', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 2, pp. 1805–1829, Feb. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2920257.
- [8] I. Serban, 'Power Decoupling Method for Single-Phase H-Bridge Inverters With No Additional Power Electronics', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4805–4813, Aug. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2399274.
- [9] W. Yao, Y. Xu, Y. Tang, P. C. Loh, X. Zhang, and F. Blaabjerg, 'Generalized Power Decoupling Control for Single-Phase Differential Inverters With Nonlinear Loads', *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 7, no. 2, pp. 1137–1151, Jun. 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2844098.
- [10] M. H. Saeed, W. Fangzong, B. A. Kalwar, and S. Iqbal, 'A Review on Microgrids' Challenges & Perspectives', *IEEE Access*, vol. 9, pp. 166502–166517, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3135083.
- [11] M. W. Altaf, M. T. Arif, S. N. Islam, and Md. E. Haque, 'Microgrid Protection Challenges and Mitigation Approaches—A Comprehensive Review', *IEEE Access*, vol. 10, pp. 38895–38922, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3165011.
- [12] D. Lu, J. Yu, X. Lu, and J. Yu, 'Synchronization Stability of Hybrid Power Systems Integrated with Grid-Forming Inverters and Grid-Following Inverters', *CPSS Trans. Power Electron. Appl.*, vol. 9, no. 4, pp. 405–415, Dec. 2024, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2024.00024.
- [13] L. Huang and F. Blaabjerg, 'An Improved RFR Method for Enhancing Large-Signal Stability of Grid-Following Inverter Under Weak and Faulty Grid Conditions', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1–6, 2025, doi: 10.1109/TIE.2025.3591655.
- [14] Z. Zhou, W. Wang, T. Lan, and G. M. Huang, 'Dynamic Performance Evaluation of Grid-Following and Grid-Forming Inverters for Frequency Support in Low Inertia Transmission Grids', in *2021 IEEE*

- PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe)*, Oct. 2021, pp. 01–05. doi: 10.1109/ISGTEurope52324.2021.9640034.
- [15] G. Dash, P. Jain, V. Pandey, and N. Senroy, 'Stability Enhancement in Power Systems with High Renewable Penetration: The Role of Grid-Forming Inverters', in *2025 IEEE 1st International Conference on Smart and Sustainable Developments in Electrical Engineering (SSDEE)*, Feb. 2025, pp. 1–6. doi: 10.1109/SSDEE64538.2025.10968505.
- [16] S. Fazal, M. E. Haque, M. T. Arif, and A. Gargoom, 'Droop Control Techniques for Grid Forming Inverter', in *2022 IEEE PES 14th Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, Nov. 2022, pp. 1–6. doi: 10.1109/APPEEC53445.2022.10072251.
- [17] H. Rezazadeh, M. Monfared, M. Fazeli, and S. Golestan, 'Virtual Oscillator Control for Grid-Forming Inverters: An Overview of Recent Developments and Small-Signal Analysis', in *2025 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe)*, Sep. 2025, pp. 1–6. doi: 10.1109/ECCE-Europe62795.2025.11238644.
- [18] W. Liu *et al.*, 'Distributed Secondary Control Strategy Based on Q-learning and Pinning Control for Droop-controlled Microgrids', *J. Mod. Power Syst. Clean Energy*, vol. 10, no. 5, pp. 1314–1325, Sep. 2022, doi: 10.35833/MPCE.2020.000705.
- [19] Y. Khayat *et al.*, 'On the Secondary Control Architectures of AC Microgrids: An Overview', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 6, pp. 6482–6500, Jun. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2951694.
- [20] F. Nawaz, E. Pashajavid, Y. Fan, and M. Batool, 'A Comprehensive Review of the State-of-the-Art of Secondary Control Strategies for Microgrids', *IEEE Access*, vol. 11, pp. 102444–102459, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3316016.
- [21] E. Espina, J. Llanos, C. Burgos-Mellado, R. Cárdenas-Dobson, M. Martínez-Gómez, and D. Sáez, 'Distributed Control Strategies for Microgrids: An Overview', *IEEE Access*, vol. 8, pp. 193412–193448, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3032378.
- [22] H. Tiismus, V. Maask, V. Astapov, T. Korõtko, and A. Rosin, 'State-of-the-Art Review of Emerging Trends in Renewable Energy Generation Technologies', *IEEE Access*, vol. 13, pp. 10820–10843, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3528640.
- [23] Z. Tang, Y. Yang, and F. Blaabjerg, 'Power electronics: The enabling technology for renewable energy integration', *CSEE J. Power Energy Syst.*, vol. 8, no. 1, pp. 39–52, Jan. 2022, doi: 10.17775/CSEEJPES.2021.02850.
- [24] Md. F. Ali, Md. R. I. Sheikh, A. A. Mamun, and Md. J. Hossen, 'Techno-Economic, Predictive Modeling, and Demand Response Analysis of a Renewable Energy-Based Microgrid for Residential Applications', *IEEE Access*, vol. 13, pp. 53748–53771, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3552056.
- [25] B. B. Johnson, M. Sinha, N. G. Ainsworth, F. Dorfler, and S. V. Dhople, 'Synthesizing Virtual Oscillators to Control Islanded Inverters', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 8, pp. 6002–6015, Aug. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2497217.
- [26] N. S, 'Understanding the Lifespan of Solar Panels and Batteries', Energy Matters. Accessed: Nov. 27, 2025. [Online]. Available: <https://www.energymatters.com.au/renewable-news/understanding-the-lifespan-of-solar-panels-and-batteries/>
- [27] K. Kiatreungwattana, O. VanGeet, and B. Stoltenberg, 'Facility-Scale Solar Photovoltaic Guidebook: Bureau of Reclamation', National Renewable Energy Lab. (NREL), Golden, CO (United States), NREL/TP--7A40-67122, Sep. 2016. doi: 10.2172/1327850.

- [28] 'Goal 7 | Department of Economic and Social Affairs'. Accessed: Mar. 26, 2025. [Online]. Available: <https://sdgs.un.org/goals/goal7>
- [29] 'The European Green Deal - European Commission'. Accessed: Mar. 26, 2025. [Online]. Available: https://commission.europa.eu/strategy-and-policy/priorities-2019-2024/european-green-deal_en
- [30] R. Musona and I. Serban, 'Differential Single-Phase Inverters With Active Power Decoupling: A Survey', *IEEE Access*, vol. 11, pp. 53654–53670, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3280228.
- [31] R. Musona and I. Serban, 'A Comparative Performance Analysis Between the Buck and Boost Differential Single-Phase Inverters with Active Power Decoupling', in *2023 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2023 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Sep. 2023, pp. 1–6. doi: 10.1109/ACEMP-OPTIM57845.2023.10287078.
- [32] Y. Yang, P. Enjeti, F. Blaabjerg, and H. Wang, 'Wide-Scale Adoption of Photovoltaic Energy: Grid Code Modifications Are Explored in the Distribution Grid', *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 21, no. 5, pp. 21–31, Sep. 2015, doi: 10.1109/MIAS.2014.2345837.
- [33] S. Rivera *et al.*, 'Charging Infrastructure and Grid Integration for Electromobility', *Proc. IEEE*, vol. 111, no. 4, pp. 371–396, Apr. 2023, doi: 10.1109/JPROC.2022.3216362.
- [34] E. Sunarno, I. Sudiharto, I. Ferdiansyah, S. D. Nugraha, O. A. Qudsi, and M. G. Muhammad, 'Design of Single Phase Full bridge Inverter for Uninterruptible Power Supply (UPS)', in *2019 2nd International Conference on Applied Information Technology and Innovation (ICAITI)*, Sep. 2019, pp. 27–31. doi: 10.1109/ICAITI48442.2019.8982151.
- [35] T. Liu, C. Chen, K. Xu, Y. Zhang, and Y. Kang, 'GaN-Based Megahertz Single-Phase Inverter With a Hybrid TCM Control Method for High Efficiency and High-Power Density', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 6, pp. 6797–6813, Jun. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3039386.
- [36] E. Persson, 'How 600 V GaN transistors improve power supply efficiency and density', *Power Electron Eur*, vol. 2, no. 2, pp. 22–24, 2015.
- [37] M. Noroozi, F. Haghjoo, H. Javadi, and M. Reza Zolghadri, 'Power quality improvement in single-phase transformerless semi-quasi-Z-source inverters for off-grid photovoltaic systems', *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 145, p. 108703, Feb. 2023, doi: 10.1016/j.ijepes.2022.108703.
- [38] T. Boles, 'GaN-on-Silicon – Present capabilities and future directions', *AIP Conf. Proc.*, vol. 1934, no. 1, p. 020001, Feb. 2018, doi: 10.1063/1.5024484.
- [39] 'The Importance of SiC's Wide Bandgap | Wolfspeed'. Accessed: Feb. 13, 2023. [Online]. Available: <https://www.wolfspeed.com/knowledge-center/article/importance-of-silicon-carbide-wide-bandgap/>
- [40] I. T. AG, 'Wide Bandgap Semiconductors (SiC/GaN) - Infineon Technologies'. Accessed: Feb. 13, 2023. [Online]. Available: <https://www.infineon.com/cms/en/product/technology/wide-bandgap-semiconductors-sic-gan/>
- [41] J. Millán, P. Godignon, X. Perpiñà, A. Pérez-Tomás, and J. Rebollo, 'A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2155–2163, May 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2268900.
- [42] W. Yao, P. C. Loh, Y. Tang, X. Wang, X. Zhang, and F. Blaabjerg, 'A Robust DC-Split-Capacitor Power Decoupling Scheme for Single-Phase Converter', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 11, pp. 8419–8433, Nov. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2645800.

- [43] R. Rajamony, S. Wang, R. Navaratne, and W. Ming, 'Multi-Objective Design of Single-Phase Differential Buck Inverters With Active Power Decoupling', *IEEE Open J. Power Electron.*, vol. 3, pp. 105–114, 2022, doi: 10.1109/OJPEL.2022.3147769.
- [44] Y. Liu, M. Huang, Y. Liu, and X. Zha, 'Reliability-oriented optimization of DC bank in single phase inverter', in *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Stanford, CA, USA: IEEE, Jul. 2017, pp. 1–4. doi: 10.1109/COMPEL.2017.8013402.
- [45] A. G. Abo-Khalil, A.-R. Al-Qawasmi, A. M. Eltamaly, and B. G. Yu, 'Condition Monitoring of DC-Link Electrolytic Capacitors in PWM Power Converters Using OBL Method', *Sustainability*, vol. 12, no. 9, Art. no. 9, Jan. 2020, doi: 10.3390/su12093719.
- [46] D. K. B. Kulevome, H. Wang, and X. Wang, 'A BIDIRECTIONAL LSTM-BASED PROGNOSTICATION OF ELECTROLYTIC CAPACITOR', *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 109, pp. 139–152, 2021, doi: 10.2528/PIERC20120201.
- [47] Y. Sun, Y. Liu, M. Su, W. Xiong, and J. Yang, 'Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems', *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 1–1, 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2477882.
- [48] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, 'A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2711–2726, Jun. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2221482.
- [49] Y. Tang and F. Blaabjerg, 'Power decoupling techniques for single-phase power electronics systems — An overview', in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2015, pp. 2541–2548. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310017.
- [50] K. Geetha, 'Full-Bridge Inverter with AC side Decoupling for Single-Phase Grid-Tied Inverter', in *2021 IEEE International Conference on Mobile Networks and Wireless Communications (ICMNWC)*, Tumkur, Karnataka, India: IEEE, Dec. 2021, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICMNWC52512.2021.9688422.
- [51] N. Deshmukh, S. Prabhakar, and S. Anand, 'Power Loss Reduction in Buck Converter Based Active Power Decoupling Circuit', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 4, pp. 4316–4325, Apr. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3024721.
- [52] Z. Lin, M. Su, Y. Liu, Y. Sun, Y. Liao, and X. Chen, 'Single-phase Integrated Power Decoupling Inverter Based on Boost Converter', in *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, Nanjing, China: IEEE, Nov. 2020, pp. 405–408. doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368232.
- [53] W. Yao, X. Wang, X. Zhang, Y. Tang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, 'A unified active damping control for single-phase differential mode buck inverter with LCL-filter', in *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aachen, Germany: IEEE, Jun. 2015, pp. 1–8. doi: 10.1109/PEDG.2015.7223087.
- [54] T. Sekiguchi and K. Wada, 'Active Power Decoupling Control for Single-phase Power Conditioning Systems Focusing on Harmonic Voltage', *IEEJ J. Ind. Appl.*, p. 22009573, 2023, doi: 10.1541/ieejia.22009573.
- [55] I. Serban, 'A novel transistor-less power decoupling solution for single-phase inverters', in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria: IEEE, Nov. 2013, pp. 1496–1500. doi: 10.1109/IECON.2013.6699354.

- [56] Y. Tang, W. Yao, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, 'Highly Reliable Transformerless Photovoltaic Inverters With Leakage Current and Pulsating Power Elimination', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 2, pp. 1016–1026, Feb. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2477802.
- [57] W. Yao, Y. Tang, X. Zhang, X. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, 'Power decoupling method for single phase differential buck converter', in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, Seoul, South Korea: IEEE, Jun. 2015, pp. 2395–2402. doi: 10.1109/ICPE.2015.7168106.
- [58] I. Serban, C. Marinescu, and A. Busca-Forcus, 'Single-phase voltage source converter with active power decoupling operating in both grid-connected and island modes', in *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aachen, Germany: IEEE, Jun. 2015, pp. 1–6. doi: 10.1109/PEDG.2015.7223050.
- [59] W. Yao, X. Zhang, X. Wang, Y. Tang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, 'Power decoupling with autonomous reference generation for single-phase differential inverters', in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Geneva: IEEE, Sep. 2015, pp. 1–10. doi: 10.1109/EPE.2015.7311675.
- [60] P. Chiang, 'Improved Power Decoupling Scheme for Single-Phase Grid-Connected Differential Inverter with Realistic Mismatch in Storage Capacitances', 2016.
- [61] I. Şerban, 'Method for Decoupling the Oscillating Power for Single-Phase Inverters', R0130090 (B1), Dec. 30, 2020 Accessed: Feb. 13, 2023. [Online]. Available: https://worldwide.espacenet.com/publicationDetails/biblio?FT=D&date=20201230&DB=EPODOC&locale=en_EP&CC=RO&NR=130090B1&KC=B1&ND=6
- [62] N. Kumar and P. Sensarma, 'Active Power Decoupling for Differential Buck Inverter using Virtual Resistor', in *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Jaipur, India: IEEE, Dec. 2020, pp. 1–6. doi: 10.1109/PEDES49360.2020.9379489.
- [63] I. Serban, 'Improved control method for single-phase inverters with a minimalist power decoupling circuit', in *2021 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2021 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Brasov, Romania: IEEE, Sep. 2021, pp. 294–299. doi: 10.1109/OPTIM-ACEMP50812.2021.9590017.
- [64] R. Musona and I. Serban, 'COMPARATIVE EFFICIENCY ANALYSIS BETWEEN A CONVENTIONAL SINGLE-PHASE INVERTER AND AN INVERTER WITH A MINIMALIST ACTIVE POWER DECOUPLING CIRCUIT', vol. 15, no. 1, p. 8, 2022.
- [65] R. Musona and I. Serban, 'A Comparative Analysis on a Single-Phase Inverter With a Reduced Component Count Power Decoupling Circuit', in *2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Brasov, Romania: IEEE, Sep. 2022, pp. 333–338. doi: 10.1109/PEMC51159.2022.9962863.
- [66] R. Rajamony, S. Wang, G. Calderon-Lopez, I. Ludtke, and W. Ming, 'Artificial Neural Networks-Based Multi-Objective Design Methodology for Wide-Bandgap Power Electronics Converters', *IEEE Open J. Power Electron.*, vol. 3, pp. 599–610, 2022, doi: 10.1109/OJPEL.2022.3204630.
- [67] P. P. Kumbhare, S. Tolani, and S. Halder, 'Resonance Damping in Active Power Decoupled Single-Phase Grid-tied Differential Buck Inverter', in *2023 International Conference on Computer, Electronics & Electrical Engineering & their Applications (IC2E3)*, Jun. 2023, pp. 1–6. doi: 10.1109/IC2E357697.2023.10262661.

- [68] P. Kumbhare, S. Tolani, and S. Halder, 'Improved 2ω power decoupling in single-phase differential buck inverter for renewable energy applications', *Electr. Eng.*, vol. 107, no. 7, pp. 8519–8530, Jul. 2025, doi: 10.1007/s00202-024-02339-2.
- [69] R. A. Fantino, C. A. Busada, and J. A. Solsona, 'Nonlinear Automatic Power-Decoupling Control of a Differential Buck Grid-Tied DC–AC Converter', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1–10, 2025, doi: 10.1109/TIE.2025.3587130.
- [70] D. B. W. Abeywardana, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, 'An Input Current Feedback Method to Mitigate the DC-Side Low-Frequency Ripple Current in a Single-Phase Boost Inverter', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 4594–4603, Jun. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2473170.
- [71] D. B. W. Abeywardana, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, 'A Rule-Based Controller to Mitigate DC-Side Second-Order Harmonic Current in a Single-Phase Boost Inverter', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1665–1679, Feb. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2421494.
- [72] G.-R. Zhu, C.-Y. Xiao, H.-R. Wang, and S.-C. Tan, 'Closed-loop waveform control of boost inverter', *IET Power Electron.*, vol. 9, no. 9, pp. 1808–1818, 2016, doi: 10.1049/iet-pel.2015.0603.
- [73] H. Gholizade-Narm and V. Tahani, 'Active power decoupling for differential boost inverter with linear and nonlinear loads using inverse model approach', *J. Eng.*, vol. 2022, no. 6, pp. 583–594, 2022, doi: 10.1049/tje2.12139.
- [74] S. Xu, L. Chang, R. Shao, and A. R. H. Mohomad, 'Power decoupling method for single-phase buck-boost inverter with energy-based control', in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL: IEEE, Mar. 2017, pp. 3426–3431. doi: 10.1109/APEC.2017.7931188.
- [75] S. Xu, R. Shao, L. Chang, and M. Mao, 'Single-Phase Differential Buck–Boost Inverter With Pulse Energy Modulation and Power Decoupling Control', *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6, no. 4, pp. 2060–2072, Dec. 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2832213.
- [76] N. Lu and B. Hredzak, 'Current Ripple Reduction for Photovoltaic Powered Single-Phase Buck-Boost Differential Inverter under Nonlinear Loads', in *2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Paris: IEEE, Oct. 2018, pp. 544–548. doi: 10.1109/ICRERA.2018.8566746.
- [77] P. Liu, Y. Fan, Y. Zhang, and S. Ze, 'An Improved Differential Buck Circuit with Power Decoupling', *J. Electr. Eng. Technol.*, Sep. 2022, doi: 10.1007/s42835-022-01211-2.
- [78] Y. Tang, Z. Qin, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, 'A Dual Voltage Control Strategy for Single-Phase PWM Converters With Power Decoupling Function', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 7060–7071, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2385032.
- [79] Y. Wang and R.-J. Wai, 'Adaptive Power Decoupling Strategy for Single-Phase Grid-Connected Converter', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 4, pp. 4275–4285, Jul. 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2908945.
- [80] S. Xie *et al.*, 'Adaptive Power Decoupling Control for Single-Phase Converter With Unbalanced DC-Split-Capacitor Circuit', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 10, pp. 12127–12136, Oct. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3074020.
- [81] Y. Tang and F. Blaabjerg, 'A Component-Minimized Single-Phase Active Power Decoupling Circuit With Reduced Current Stress to Semiconductor Switches', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 2905–2910, Jun. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2369959.

- [82] S. Li, W. Qi, S.-C. Tan, and S. Y. Hui, 'Integration of an Active Filter and a Single-Phase AC/DC Converter With Reduced Capacitance Requirement and Component Count', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 4121–4137, Jun. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2476361.
- [83] P. Liu, Y. Fan, Y. Zhang, and S. Ze, 'AC/DC Side Split Capacitor Power Decoupling Circuit', *J. Electr. Eng. Technol.*, Jan. 2023, doi: 10.1007/s42835-022-01364-0.
- [84] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [85] D. Graovac, M. Purschel, and A. Kiep, 'MOSFET power losses calculation using the data-sheet parameters', *Infineon Appl. Note*, vol. 1, pp. 1–23, 2006.
- [86] R. Musona and I. Serban, 'Active Power Decoupling on a Differential Single-Phase Inverter With Non-linear Load', in *2024 6th Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, Jun. 2024, pp. 74–78. doi: 10.1109/GPECOM61896.2024.10582620.
- [87] R. Musona, I. Serban, and T. Kerekes, 'Improving Microgrid Operation by Integrating Virtual Oscillator Control and Active Power Decoupling in Single-Phase Inverters', in *2025 14th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Oct. 2025, pp. 311–316. doi: 10.1109/ICRERA66237.2025.11283952.
- [88] M. Sinha, F. Dorfler, B. B. Johnson, and S. V. Dhople, 'Virtual Oscillator Control subsumes droop control', in *2015 American Control Conference (ACC)*, Chicago, IL, USA: IEEE, Jul. 2015, pp. 2353–2358. doi: 10.1109/ACC.2015.7171084.
- [89] M. Sinha, F. Dörfler, B. B. Johnson, and S. V. Dhople, 'Uncovering Droop Control Laws Embedded Within the Nonlinear Dynamics of Van der Pol Oscillators', *IEEE Trans. Control Netw. Syst.*, vol. 4, no. 2, pp. 347–358, Jun. 2017, doi: 10.1109/TCNS.2015.2503558.
- [90] B. Johnson, M. Rodriguez, M. Sinha, and S. Dhople, 'Comparison of virtual oscillator and droop control', in *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Stanford, CA, USA: IEEE, Jul. 2017, pp. 1–6. doi: 10.1109/COMPEL.2017.8013298.
- [91] R. Musona and I. Serban, 'Control of a Single-Phase Islanded Microgrid Based on Virtual Oscillator Control Enhanced With Power Limitation and Robust Distributed Secondary Control', *IEEE Open J. Ind. Electron. Soc.*, vol. 6, pp. 25–42, 2025, doi: 10.1109/OJIES.2024.3519809.
- [92] Y. Lin *et al.*, 'Research Roadmap on Grid-Forming Inverters', National Renewable Energy Lab. (NREL), Golden, CO (United States), NREL/TP-5D00-73476, Nov. 2020. doi: 10.2172/1721727.
- [93] S. Ishaq, I. Khan, S. Rahman, T. Hussain, A. Iqbal, and R. M. Elavarasan, 'A review on recent developments in control and optimization of micro grids', *Energy Rep.*, vol. 8, pp. 4085–4103, Nov. 2022, doi: 10.1016/j.egy.2022.01.080.
- [94] I. Serban, 'A control strategy for microgrids: Seamless transfer based on a leading inverter with supercapacitor energy storage system', *Appl. Energy*, vol. 221, pp. 490–507, Jul. 2018, doi: 10.1016/j.apenergy.2018.03.122.
- [95] M. Ferrari, L. M. Tolbert, and E. C. Piescorovsky, 'Grid Forming Inverter With Increased Short-Circuit Contribution to Address Inverter-Based Microgrid Protection Challenges', *IEEE Open J. Ind. Electron. Soc.*, vol. 5, pp. 481–500, 2024, doi: 10.1109/OJIES.2024.3406915.
- [96] K. Feng and C. Liu, 'Distributed Hierarchical Control for Fast Frequency Restoration in VSG-Controlled Islanded Microgrids', *IEEE Open J. Ind. Electron. Soc.*, vol. 3, pp. 496–506, 2022, doi: 10.1109/OJIES.2022.3202431.

- [97] H. Kikusato *et al.*, 'Performance evaluation of grid-following and grid-forming inverters on frequency stability in low-inertia power systems by power hardware-in-the-loop testing', *Energy Rep.*, vol. 9, pp. 381–392, Mar. 2023, doi: 10.1016/j.egy.2022.10.434.
- [98] C. Li, Y. Huang, Y. Wang, A. Monti, Z. Wang, and W. Zhong, 'Modelling and small signal stability for islanded microgrids with hybrid grid-forming sources based on converters and synchronous machines', *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 157, p. 109831, Jun. 2024, doi: 10.1016/j.ijepes.2024.109831.
- [99] R. Rosso, X. Wang, M. Liserre, X. Lu, and S. Engelken, 'Grid-forming converters: an overview of control approaches and future trends', in *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Oct. 2020, pp. 4292–4299. doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9236211.
- [100] M. Li, Y. Gui, Y. Guan, J. Matas, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, 'Inverter Parallelization for an Islanded Microgrid Using the Hopf Oscillator Controller Approach With Self-Synchronization Capabilities', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 11, pp. 10879–10889, Nov. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3031520.
- [101] M. Lu, 'Virtual Oscillator Grid-Forming Inverters: State of the Art, Modeling, and Stability', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 10, pp. 11579–11591, Oct. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3163377.
- [102] M. Lu, S. Dutta, V. Purba, S. Dhople, and B. Johnson, 'A Grid-compatible Virtual Oscillator Controller: Analysis and Design', in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2019, pp. 2643–2649. doi: 10.1109/ECCE.2019.8913128.
- [103] A. S. Vijay, N. Parth, S. Doolla, and M. C. Chandorkar, 'An Adaptive Virtual Impedance Control for Improving Power Sharing Among Inverters in Islanded AC Microgrids', *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 12, no. 4, pp. 2991–3003, Jul. 2021, doi: 10.1109/TSG.2021.3062391.
- [104] Ronald Musona, Ioan Serban, and Tamas Kerekes. "Andronov-Hopf- Oscillator Based Control of an Islanded Microgrid With Distributed Consensus Secondary Control." *Electric Power Systems Research*, 2025 – Under review