

## Yakıt Hücresi ile Beslenen DC/DC Yükselticinin Lineer Olmayan Yük Altında DC Bara Gerilim Kontrolü

Mustafa Güngör<sup>1\*</sup>, Mehmet Emin Asker<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Elektrik ve Enerji Bölümü / Midyat Meslek Yüksekokulu, Mardin Artuklu Üniversitesi, Türkiye

<sup>2</sup> Elektrik ve Enerji Bölümü / Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu, Dicle Üniversitesi, Türkiye

\*(mustafagungor@artuklu.edu.tr)

(Geliş Tarihi: 10 Temmuz 2023, Kabul Tarihi: 24 Temmuz 2023)

(5th International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences ICAENS 2023, July 10 - 12, 2023)

**ATIF/REFERENCE:** Güngör, M. & Asker, M. E. (2023). Yakıt Hücresi ile Beslenen DC/DC Yükselticinin Lineer Olmayan Yük Altında DC Bara Gerilim Kontrolü. *International Journal of Advanced Natural Sciences and Engineering Researches*, 7(6), 363-370.

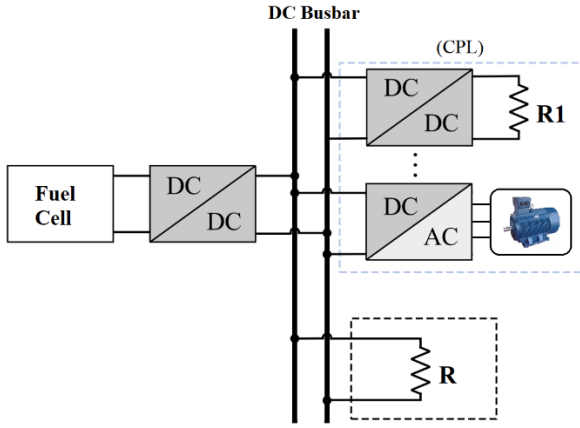
**Özet** – DC mikro şebekelerde kullanılan güç dönüştürücüleri (doğrultma devreleri ve motor sürücü devreleri vb.) sıkı bir şekilde denetlendiğinde negatif empedans özellikleri gösterip Sabit Güç Yüğü (CPL) gibi davranırlar. Yapısında birden fazla dönüştürücü bulunduran DC mikro şebekelerde artan bu negatif empedans, DC bara genliğini kararsız hale getirip, tüm sistemi olumsuz etkiler. Bu çalışmada Yakıt Hücresi (FC) üzerinden beslenen bir DC mikro şebekede, DC bara gerilimini bozma potansiyeline sahip olan sabit güç yüklerinin, sebep olduğu kararsızlığın nedenleri ve çözüm yöntemleri hakkında bir değerlendirme yapıldı. Sonrasında Doğrusal Olmayan Bozulma Gözlemcisi (NDO) yardımı ile Geri Adım Kontrol (BSC) tasarımı incelendi. NDO+BSC kontrol ile geleneksel PI kontrol yöntemlerinin performansları karşılaştırıldı. DC bara gerilim regülasyonu ve kararlılığı için yapılan bu karşılaştırma MATLAB/Simulink yazılımı gerçekleştirildi. Alınan sonuçlar, NDO+BSC kontrolcünün PI kontrolcünden daha iyi sonuçlar verdiği yapılan benzetim çalışması ile gösterildi.

**Anahtar Kelimeler** – Yakıt Hücresi, DC Mikro Şebeke, Sabit Güç Yüğü, Geri Adım Kontrolü

### I. GİRİŞ

Günümüzde mikro şebekeler, yenilenebilir enerjinin artan kullanımı ile, hem şebekeye bağlı durumda hem de bağımsız durumda, güç sistemlerinin geleceğinde önemli bir öneme sahiptir. Mikro şebekeler, temelde AC mikro şebeke ve DC mikro şebeke olarak ikiye ayrılır [1]. Son yıllarda fotovoltaiik hücreler, yakıt hücresi, süper kapasitör, bataryalar, motor sürücüsü ve elektrikli araç şarj cihazları gibi DC ekipmanların yaygın olarak kullanılması ile birlikte, DC şebekelerin önemi gün geçtikçe artmaktadır [2]. DC mikro şebekelerde, güç kaynağı ile yükün entegrasyonu kolay olması, güç dönüştürme aşamasının az

olması, iletim verimliliğinin yüksek olması vb. sebepler sistem maliyetini düşürmede yardımcı olur [3]. AC mikro şebeke ile karşılaştırıldığında, DC mikro şebekelerde; reaktif güç kompanzasyonu, frekans sorunu ve deri etkisinin dikkate alınmasına gerek kalmaz. DC mikro şebeke, sistemin güvenilirliğini ve güç kalitesini iyileştirmede olağan avantajlara sahiptir [4]. Tipik DC mikro şebeke yapısı şeması Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1. Örnek bir DC Mikro Şebeke

DC mikro şebekelerde, dağıtılmış kaynaklar ile yüklerin beslenebilmesi için çok sayıda güç elektroniği dönüştürücüsü kullanılmalıdır [5]. Bu dönüştürücüler, kaynakların ve yüklerin kontrol edilebilirliğini ve güç dönüşümünün verimli olmasını sağlarlar. Ancak güç elektroniği dönüştürücüleri, bilindiği gibi CPL sorununu da beraberinde getirirler [6]. Güç elektroniği dönüştürücü yükleri, negatif empedans özelliklerine sahip CPL gibi davranırlar. CPL kaynak tarafı dönüştürücüleriyle etkileşimi sonucu, sistem sönümlemesi azalır ve hatta sistem kararsızlığa gitmesine neden olur [7]. Bununla birlikte, yük taleplerinin ihtiyaca göre dalgalandığı bağımsız bir DC mikro şebeke söz konusu olduğunda, dönüştürücü kontrol performansı, esnek olması ve büyük bir güç tüketim ölçeği ve farklı yükler için doğru şekilde çalışabilmesi çok önemlidir. Bu nedenle, sağlam sistem kararlılığı ve hızlı dinamik yanıt elde edebilen stratejileri üretmek çok önemlidir. [8]. Dönüştürücülerin doğrusal olmaması ve CPL'nin negatif empedans özellikleri dikkate alındığında, sistemi büyük sinyal anlamında stabilize etmek için doğrusal olmayan kontrol teknolojileri uygulanmalıdır.

Bu çalışmada, bir DC mikro şebekede karma yüke sahip bir yükseltici dönüştürücünün kararsızlık problemini çözmek için doğrusal olmayan bozunum gözlemcisine dayalı geri adımlı kontrol algoritması verilmiştir. Verilen doğrusal olmayan kontrol, karışık yük altında DC bara gerilimini hızlı ve doğru bir şekilde istenen referans değeri takibini sağlayabilir. Bu makalenin yapısı şu şekildedir: ikinci bölüm, sistem modellemeyi ve problemi tanıtır. Üçüncü bölüm, kontrolcünün matematiksel modelini ve problem tanımını verir. Dördüncü

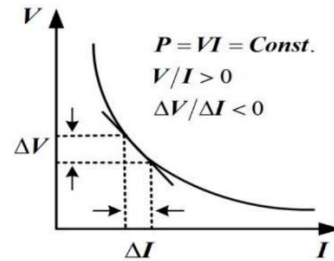
MATLAB/Simulink simülasyon sonuçlarını vermektedir. Altıncı bölüm sonuç bölümüdür.

## II. SABİT GÜÇ YÜKÜ VE GERİ ADIM KONTROL

Bu bölümde çalışmamızda motivasyon kaynağımız olan CPL ve bara DC gerilimi kontrol etmede kullandığımız BSC hakkında özet bilgi verilmiştir.

### A. Sabit Güç Yüğü (CPL)

Genel olarak kademeli çoklu dönüştürücü güç sistemlerindeki yükler, sabit güç yükleri (CPL'ler) ve sabit voltaj yükleri (CVL'ler) olmak üzere iki tiptir. Basamaklı çok dönüştürücülük güç sistemlerindeki sıkı bir şekilde düzenlenmiş yük noktası (POL) dönüştürücüler, CPL gibi davranır, giriş veri yolundan sabit güç çeker ve negatif artımlı empedans özellikleri gösterir. Sabit gücü azaltan sıkı bir şekilde düzenlenmiş POL dönüştürücüler, zayıf sönümlü giriş LC filtreleri ve sürekli iletim modunda çalışan kaynak dönüştürücüler üzerinde istikrarsızlaştırıcı bir etkiye sahiptir, giriş bara geriliminde salınımlara ve bazen de ana gerilim çökmesine neden olur. CPL'nin neden olduğu istikrarsızlıklar, negatif empedans kararsızlıkları olarak adlandırılır [9]. Negatif empedans Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2. Negatif Empedans

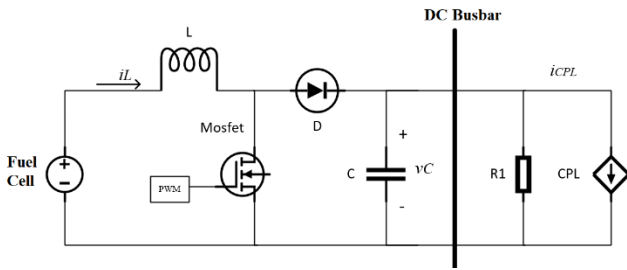
### B. Geri Adım Kontrol (CPL)

DC mikro şebekelerde, sabit güç yüklerinin sebep olduğu bu kararsızlık sorununu çözmeye yönelik literatürde bu zamana kadar birçok çalışılmalar yapılmış ve yapılmaya devam etmektedir. Bu zamana kadar yapılan çalışmalar arasında, kayan mod kontrol (SMC), model öngörücü kontrol (MPC), geri adımlama kontrolü (BSC), sinerjik kontrol ve pasifliğe dayalı kontrol gibi büyük sinyal modeline dayalı çok sayıda doğrusal olmayan kontrol yöntemleri üzerinde çalışmalara gerçekleştirilmiştir [10]. Geri adım atma tekniği, kararlılık ve izleme problemlerini çözmek için en etkili lineer olmayan kontrol yöntemlerinden biridir.

Aynı zamanda, güç elektroniği dönüştürücü sistemlerinde de uygulanabilmektedir [11]. Yükseltici dönüştürücülerin yapısı nedeniyle geri adım atma lineer olmayan kontrol tekniği, yükselteç çıkış geriliminin regülasyonu tek başına yapması mümkün değildir. Çıkış geriliminin düzenlenmesi doğrudan akım ve gücün izlemesi ile elde edilebilir. Nominal direnç etrafındaki belirsiz yük değişimi nedeniyle meydana gelecek hataları, NDO ile tahmin etmek etkili bir yöntemdir [12]. NDO, yükseltecin denetlenmesi ve tasarımı sırasında çok önemli olan, hata tahmini ve belirsizlik telafisinde başarılı çalıştığı için lineer olmayan bozulma gözlemcileri arasında çok dikkat çeken bir yöntemdir [13].

### III. MATEMATİKSEL MODEL VE PROBLEM TANIMI

Literatürde CPL, sabit gücüne ve negatif empedans özellikli olduklarından, sabit akım kaynağı modeline eşdeğer olarak modellenirler. Karışık yük amacıyla CPL, omik bir yük paralel olarak bağlanmıştır. Şekil 3'de, DC kaynak için yakıt hücresi kullanan, DC/DC yükseltici ve hibrit yükten oluşan model gözükmektedir. Şekil 3'de E yakıt hücresinin çıkış gerilimini temsil eder. DC/DC yükseltecin endüktans ve kapasitans sırasıyla  $L$  ve  $C$  ile temsil edilir.  $R$ , karışık yük için SGY'ye paralel olarak bağlanan omik yükü temsil eder. CPL, bir akım kaynağı eşdeğeri olarak gösterilir.



Şekil 3. Basitleştirilmiş DC mikro şebeke

Şekil 3'de verilen basitleştirilmiş bir DC mikro şebekenin, dinamik model şu şekilde temsil edilebilir.

$$L \frac{di_L}{dt} = E - v_C(1 - u) \quad (1)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L(1 - u) - \frac{v_C}{R} - \frac{P_{CPL}}{v_C} \quad (2)$$

Denklem (1) ve (2)'deki parametreler  $i_L$  ve  $v_C$  sırasıyla, kaynak tarafı DC/DC yükseltecin endüktans akımını ve kapasitans gerilimini temsil eder. Modelde verilen  $u$ , anahtarın görev döngüsü için tanımlanabilir. Kontrol amacı, DC-bara

kondansatör gerilimi  $v_C$ 'nin büyük bozulmalarda bile  $v_{Cref}$  referans gerilimin izlemesidir.

#### A. Koordinat dönüşümü

DC mikro şebekelerde, kullanılan DC/DC güç yükseltici dönüştürücülerini doğrusal olmayan bir sistemdir. Doğası gereği bu dönüştürücüler, sistemi kararsızlığa götürmeğe çok yatkındır. DC/DC yükseltecin bobin akımı, çıkış gerilimini dolaylı olarak kontrol etmek için kullanıldığında hem yanıt yavaş olacak hem de aşmaya yol açacaktır. Bundan dolayı, sistemin koordinat dönüşümü için hassas geri besleme doğrusallaştırması kullanılmalıdır. Çıkış gerilimini, referans değere yakın bir değer için sistem enerji depolama ve giriş gücü olarak yeniden tanımlanabilir [15].

Doğrusallaştırma ve ara kontrol denklem tasarımı için, bir sistemde depolanan toplam enerji Lyapunov denklemi olarak seçilebilir. Bu toplam enerji denklem (3)'teki gibi ifade edilebilir:

$$x_1 = \frac{1}{2} Li_L^2 + \frac{1}{2} Cv_C^2 \quad (3)$$

Denklem (3)'ün zamana göre türevi alındığında,

$$\dot{x}_1 = Li_L \dot{i}_L + Cv_C \dot{v}_C = E i_L - \frac{v_C^2}{R} - P_{CPL} \quad (4)$$

Elde edilir. Denklem (4)'e dayanarak, yeni bir  $x_2$  durumu ve belirsiz  $d_1$  terimi aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$x_2 = E i_L - \frac{v_C^2}{R_b} \quad (5)$$

$$d_1 = -P_{CPL} + \frac{v_C^2}{R_b} - \frac{v_C^2}{R} \quad (6)$$

Burada  $R_b$ , dirençli yükün nominal direncini temsil eder. Daha sonra, Denklem (5)'teki  $x_2$ 'in türevi alınır,

$$\dot{x}_2 = \frac{E^2}{L} + \frac{2v_C^2}{R_b^2 C} - \left( \frac{E v_C}{L} + \frac{2i_L v_C}{R_b C} \right) (1 - u) + \frac{2}{R_b C} \left( P_{CPL} - \frac{v_C^2}{R_b} + \frac{v_C^2}{R} \right) \quad (7)$$

Elde edilir. Denklem (5) kullanılarak ara kontrol parametresi  $v$  ve ikinci tanımsız terim  $d_2$  olarak tanımlanırsa,

$$v = \frac{E^2}{L} + \frac{2v_C^2}{R_b^2 C} - \left( \frac{E v_C}{L} + \frac{2i_L v_C}{R_b C} \right) (1 - u) \quad (8)$$

$$d_2 = \frac{2}{R_b C} \left( P_{CPL} - \frac{v_C^2}{R_b} + \frac{v_C^2}{R} \right) \quad (9)$$

$v$  ve  $d_2$  elde edilir. Denklem (2)'deki sistem kanonik forma dönüştürülüp tanımlanabilir.

$$\dot{x}_1 = x_2 + d_1, \quad \dot{x}_2 = v + d_2 \quad (10)$$

Denklem (10)'da sistem modeli geri adım atma algoritmasının kullanımına uygun olan Brunovsky'nin kanonik formu şeklinde ifade edilmiştir. Sistemde  $x_1, x_2$  durum değişkenleridir,  $d_1$  ve  $d_2$  belirsiz öğelerdir ve  $v$  ara kontrol sinyalıdır. DC/DC yükselticinin kontrol etmek amacı  $u$  tasarlanmalı ve hesaplanmalıdır. Bu şekilde DC bara gerilimi  $vC$  asimptotik olarak  $vC_{ref}$  referans değerini takip edebilir.  $x_1^*$  referans değerini elde etmek için denklem (11)'deki referans değerleri seçilirse.

$$x_1^* = \frac{1}{2}L i_{Lref}^2 + \frac{1}{2}C v_{Cref}^2 = \frac{1}{2}L \left(\frac{P_{ref}}{E}\right)^2 + \frac{1}{2}C v_{Cref}^2 \quad (11)$$

$$P_{ref} = P_{CPL} + \frac{v_{Cref}^2}{R} \quad (12)$$

Denklem (10)'deki ara kontrol sinyali  $v$  tasarlandıktan sonra, denklem (2)'deki son kontrol parametresi  $u$  denklem (8)'e göre denklem (13)'deki gibi elde edilir.

$$u = 1 - \left(\frac{E^2}{L} + \frac{2v_{Cref}^2}{R_b C} - v\right) / \left(\frac{E v C}{L} + \frac{2i_L v C}{R_b C}\right) \quad (13)$$

#### IV. MATERYAL VE YÖNTEM

##### A. Yük Gücü Tahmini

Doğrusal olmayan bozulma gözlemcisi, belirsizlikleri tahmin etmek için etkili bir tekniktir. Doğru izleme ve hızlı dinamik yanıt elde etmek için, belirsiz öğeleri olan  $d_1$  ve  $d_2$  toplam yük gücünü tahmin etmek amacıyla kullanılır. [12]'ye göre, belirsiz parametre  $d_1$  şu şekilde tahmin edilir.

$$\hat{d}_1 = l_1(x_1 - p_1), \quad \dot{p}_1 = x_2 + \hat{d}_1 \quad (14)$$

Burada  $p_1$ , NDO'nun bir yardımcı durumudur,  $l_1$  ise NDO'nun kazancı olarak gösterilen pozitif bir sabittir. Benzer şekilde belirsiz parametre  $d_2$  şu şekilde tahmin edilir:

$$\hat{d}_2 = l_2(x_2 - p_2), \quad \dot{p}_2 = v + \hat{d}_2 \quad (15)$$

Referans güç denklemi düzenlenirse,

$$P_{ref} = \frac{v_{Cref}^2}{R_b} - \hat{d}_1 \quad (16)$$

Şeklinde tahmin edilir. Denklem (11) bu şekilde tekrar düzenlenirse,

$$x_1^* = \frac{1}{2}L \left(\frac{v_{Cref}^2}{R_b} - \hat{d}_1\right)^2 + \frac{1}{2}C v_{Cref}^2 \quad (17)$$

Olarak hesaplanır.

##### B. Geri Adım Kontrol

Denklem (10)'da verilen model ve NDO ile tahmin edilen yük gücüne bağlı olarak geri adım

kontrol algoritması tasarlanabilir. Bu tasarım amacı,  $x_1$  ve  $x_2$  durum değişkenlerini istenen  $x_1^*$  ve  $x_2^*$  değerlerini takip etmesini sağlamaktır. Yeni bir koordinat tasarımı şu şekilde verilebilir [14]:

$$z_1 = x_1 - x_1^* \quad z_2 = x_2 - x_2^* \quad (18)$$

Denklem (18)'deki  $z_1$ 'in türevinin alınırsa,

$$\dot{z}_1 = z_2 + x_2^* + \dot{d}_1 - \dot{x}_1^* \quad (19)$$

Elde edilir. Kontrol amacıyla denklem (20)'deki gibi bir Lyapunov fonksiyonu seçilirse,

$$V_1 = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}\tilde{d}_1^2 \quad (20)$$

Olur. Ve daha sonra Denklem (20)'nin türevi alınırsa,

$$\dot{V}_1 = z_1(x_2^* + z_2 + \dot{d}_1 - \dot{x}_1^*) + z_1\dot{\tilde{d}}_1 - l_1\tilde{d}_1^2 + \dot{\tilde{d}}_1\dot{d}_1 \quad (21)$$

Elde edilir. (19)'daki ifadeyi (20)'deki Lyapunov fonksiyonu ile kararlı hale getirmek için sanal kontrol yasası denklem (22)'deki gibi tasarlanabilir.

$$x_2^* = -k_1 z_1 - \dot{d}_1 + \dot{x}_1^* \quad (22)$$

Denklem (21)'in son hali aşağıdaki gibi olur.

$$\dot{V}_1 = -k_1 z_1^2 + z_1 z_2 + z_1 \dot{\tilde{d}}_1 - l_1 \tilde{d}_1^2 + \dot{\tilde{d}}_1 \dot{d}_1 \quad (23)$$

Lyapunov kararlılık kriterine göre, sonucun türevin negatif olması gerekir. Ancak (23)'den görüldüğü gibi,  $\dot{V}_1$  negatif tanımlı olduğunun garantisi yoktur. Bir sonraki adımda, ara kontrol sinyali  $v$  bu koşul sağlanacak şekilde seçilir.

Bundan dolayı benzer şekilde  $z_2$ 'in türevi alınırsa,

$$\dot{z}_2 = v + d_2 + k_1 \dot{z}_1 + \dot{d}_1 - \dot{x}_1^* \quad (24)$$

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2}\tilde{d}_2^2 \quad (25)$$

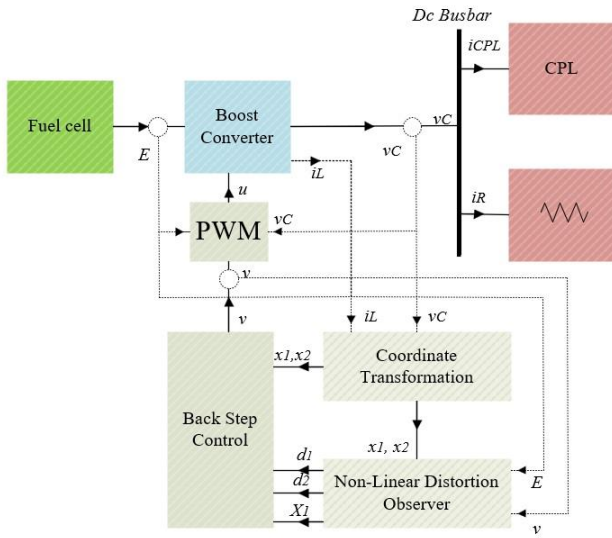
Denklem (25) ki gibi bir Lyapunov fonksiyonu seçilir ve türevi alınırsa denklem (26) elde edilir.

$$\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 + z_1 z_2 + z_1 \dot{\tilde{d}}_1 - l_1 \tilde{d}_1^2 + \dot{\tilde{d}}_1 \dot{d}_1 + z_2 [v + d_2 + k_1(z_2 - k_1 z_1 + \dot{\tilde{d}}_1) + l_1 \dot{\tilde{d}}_1 - \dot{x}_1^*] - l_2 \tilde{d}_2^2 + \dot{\tilde{d}}_2 \dot{d}_2 \quad (26)$$

Denklem (25)'deki Lyapunov fonksiyonu ile (24)'i stabilize etmek için, ara kontrol kanunu  $v$  (27)'deki gibi tasarlanır.

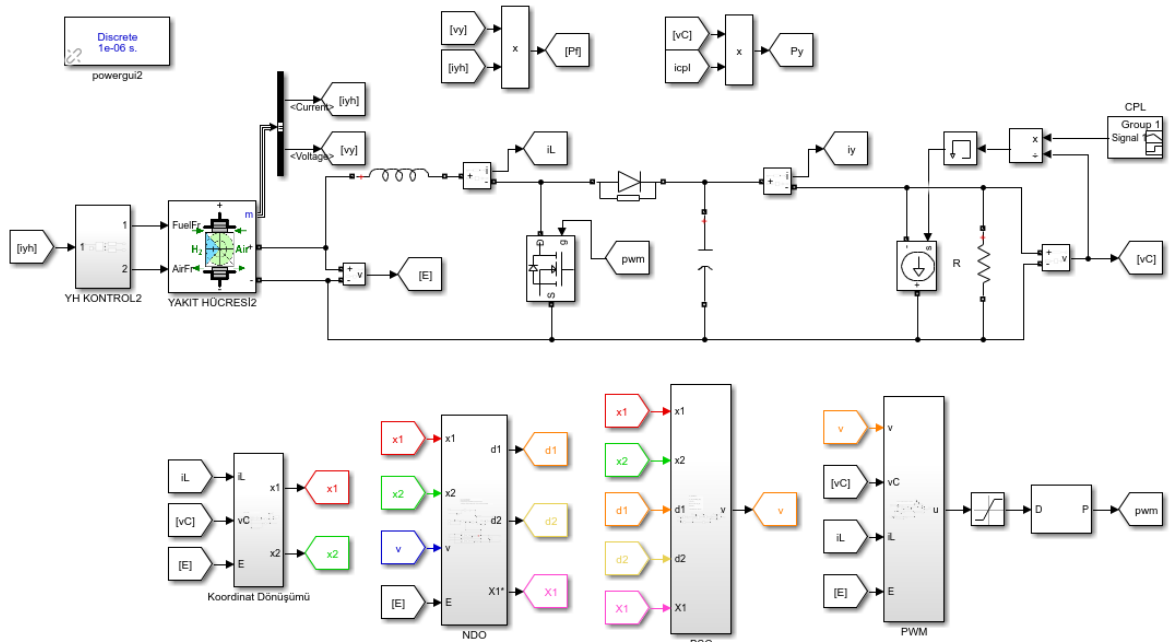
$$v = -k_2 z_2 - \dot{d}_2 + \dot{x}_1^* \quad (27)$$

Yukarıda matematiksel modeli verilen kontrol tasarımının blok modeli Şekil 4'de verilmiştir.



Şekil 4. Kontrol tasarımı blok şeması

## V. BENZETİM SONUÇLARI



Şekil 5. Kontrol tasarımı blok şeması

Şekil 5'teki model 'de görüleceği gibi tasarımı yapılan sistemde, kaynak tarafında yakıt hücresine ait bir MATLAB/Simulink hazır modeli kullanılmıştır. Yakıt hücresi çıkış gerilimi yakıt hücresi kontrolcüsü ile 68V'a ayarlanmıştır. Yük tarafında yukarıda bahsettiğimiz gibi omik direnç ve CPL paralel bağlı olacak şekilde karışık bir yük kullanılmıştır. Model'de görüleceği gibi DC bara gerilimi kontrolü için boost yükseltcin bobbin akımı, giriş ve çıkış gerimleri kullanılmıştır. Sistemi kontrol etmek amacıyla  $x_1$ ,  $x_2$  durum

MATLAB/Simulink'te benzetimi yapılan çalışmanın Simulink modeli Şekil 5'de verilmiştir. Sistem kararlılığı açısından başa gelebilecek en kötü senaryo, dirençli yükün olmadığı saf CPL'li yük durumudur. Bu çalışmada gerçeğe yakın olması açısından yük olarak CPL yüke paralel bağlanmış 50Ω dirence sahip bir karışık yük kullanılmıştır. Benzetimde ilk olarak NDO ve BSC kontrolcülerin tasarımında kullanılan tasarım parametrelerinin ayarlanması yapılmıştır. Bu parametreler bara geriliminin en az aşım ve en kısa sürede oturma noktalarına bakılarak el ile ayarlanmıştır. Tasarlanan kontrolcünün çalışması karşılaştırmak amacıyla literatürde kullanılan geleneksel bir PI kontrolcüsü kullanılmıştır. PI kontrolcüsünün  $K_i$  ve  $K_p$  değerleri sırasıyla 0.7-100 olarak ayarlanmıştır.

değişkenleri geri adım atma algoritmasının kullanımına uygun olan Brunovsky'nin kanonik formunda üretilmiştir. Daha sonrasında III ve IV bölümlerde verildiği gibi bu değişkenler hem NDO tasarımında hem BSC tasarımında kullanılmıştır. Benzetim modelinde kullanılan parametreler Tablo 1'de verilmiştir. İstedığımız referans DC bara gerilimi, 120V ayarlanmıştır. Benzetim modeli 1e-06 örnekleme hızı ile çalıştırılmıştır.

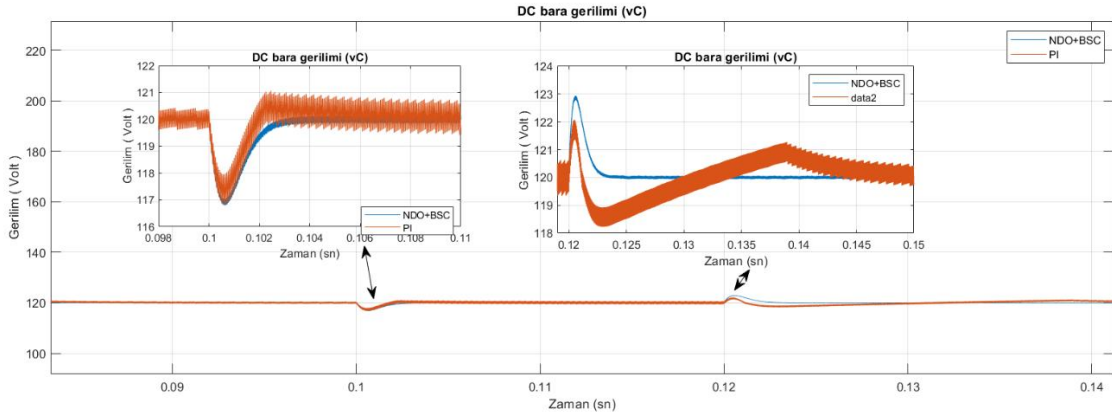


Tablo 1. Benzetim Parametreleri

Sembol	Parametreler	Değerler
$v_{Cref}$	DC bara referans Gerilimi	120V
$E$	Yakıt Hücresi Gerilimi	68V
$f_S$	Anahtarlama Frekansı	20KHz
$L$	DC/DC Yükselteç Endüktans	648 $\mu$ H
$C$	DC/DC Yükselteç Kapasitans	241 $\mu$ F
$R$	Rezistif (Omik) Yük	50 $\Omega$
$l_1, l_2$	NDO kontrol sabitleri	2000,5000
$k_1, k_2$	BSC kontrol sabitleri	2000,5000

Yapılan Simülasyon çalışmasında başlangıçta omik yük ile beraber CPL toplamda 490W güç çekmektedir. Daha sonrasında 0.1 saniyede CPL'nin gücü 300W arttırılmıştır. Bu artışa NDO+BSC tepkisi Şekil 6'da görüleceği gibi yaklaşık 3 Volt'luk bir geçici aşım tepkiden sonra 0.002 saniye de tekrardan 120 Volt değerine oturup kararlı bir şekilde çalışmasına devam etmektedir. PI kontrolcüde ise benzer bir gerilim sarkmasına karşılık oturma süresi daha uzundur. Daha

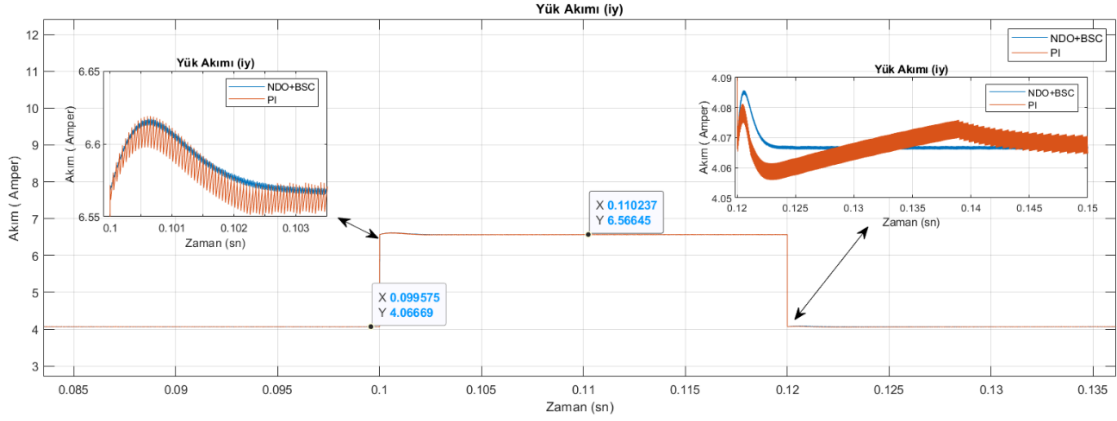
sonrasında 0.12'ci saniyede CPL gücü tekrardan 300W azaltılmıştır. Bu durumda NDO+BSC kontrolcü yine 3 volt gibi bir salımla beraber 0.002 saniyede belirlenen 120Volt referans değerine geri gelmiş ve kararlı bir şekilde çalışmasına devam etmiştir. Şekil 6'da görüleceği gibi PI kontrolcü ise nispeten salımı az olmakla birlikte yerleşim süresi NDO+BSC göre çok daha uzundur.



Şekil 6. DC bara geriliminin, yükün 490W dan 790W çıkış ve iniş tepkisi

Yük akımının durumu ise Şekil 7'de verilmiştir. İlk başlangıçta kaynaktan çekilen akım 4.056A civarında iken 0.1 saniyede CPL'nin gücü 300W arttırılmıştır. Bu artışa NDO+BSC tepkisi yaklaşık 0.1A bir geçici aşım tepkisinden sonra 0.002 saniye de 6.556A'ye oturmaktadır. PI kontrolcüde ise benzer bir akım sarkmasına karşılık oturma süresi daha uzundur. Daha sonrasında 0.12'ci saniyede

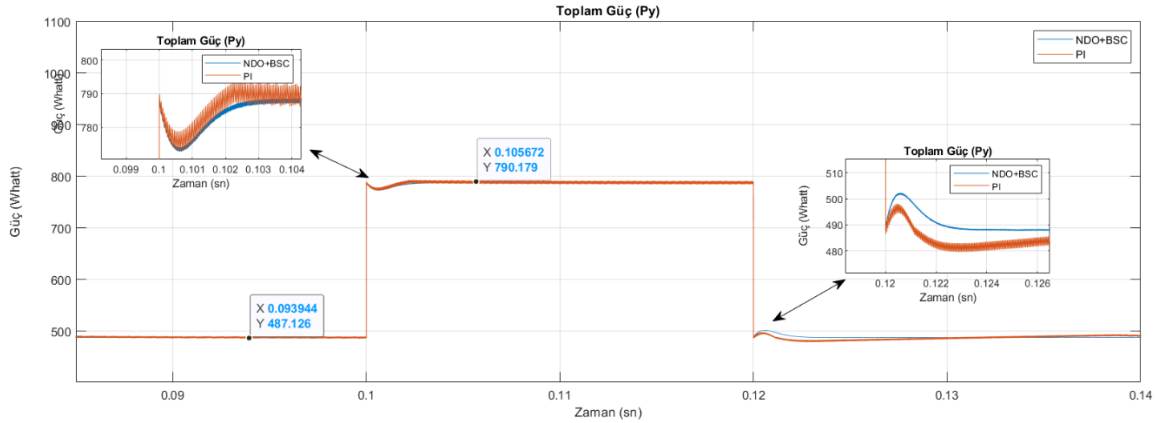
CPL gücü 300W düşürülmüştür. Bu durumda NDO+BSC kontrolcü yine 0.1A gibi bir salımla beraber 0.002 saniye gibi kısa bir sürede tekrardan 4.056A'ye geri gelmiş ve kararlı bir şekilde çalışmasına devam etmiştir. PI kontrolcü ise nispeten salımı az olmakla birlikte yerleşim süresi NDO+BSC göre çok daha uzundur.



Şekil 7. Yük akımının, yükün 490W dan 790W çıkış ve iniş tepkisi.

Yük gücünün durumunu gösteren Şekil 8'de yük gücü gerilim ve akımdakine benzer şekilde, CPL gücü 300W arttırıldığında anda 12W bir salınımla beraber 790W'ta kararlı bir şekilde çalışmasına devam etmektedir. Aynı şekilde 0.12 saniyede CPL gücü 300W düşürüldüğü anda yük gücü tekrardan 12W'lık bir salımla birlikte başlangıç gücü olan

490W'ta kararlı bir şekilde çalışmasına devam etmektedir.



Şekil 8. Yük gücünün 490W dan 790W çıkış ve iniş tepkisi.

## VI. SONUÇLAR

Bu çalışmada, yakıt hücresinden beslenen ve CPL ve omik dirençten oluşan bir yükü besleyen basitleştirilmiş bir DC mikro şebekenin gerilim regülasyonu ve kararlılığı incelenmiştir. DC bara gerilim lineer olmayan bozulma gözlemci yardımıyla geri adım kontrol tekniği gerçekleştirilmiştir. İlk olarak sistem modeli, geri adım algoritmasının tasarımı için kanonik forma dönüştürülür. Lineer olamayan gözlemci hem DC bara geriliminin takibi hem de yük gücünü tahmin etmek için kullanılır. İncelenen kontrolcünün performansını doğrulamak için MATLAB/Simulink'te benzetim modeli oluşturulmuştur. Benzetim sonuçlarından NDO+BSC kontrolcünün DC bara gerilimi

geleneksel PI kontrolcünden, hem aşım hem oturma süresi açısından daha iyi sonuçlar verdiği yapılan benzetim çalışması ile gösterilmiştir. Bununla birlikte NDO+BSC kontrolcünün PI nazaran rıpıl faktörünün çok daha az olduğu gözlemlenmiştir.

## KAYNAKLAR

- [1] Parhizi, S., Lotfi, H., Khodaei, A., & Bahramirad, S. State of the art in research on microgrids: A review. Ieee Access, 3, 890-925, 2015.
- [2] Kumar, D., Zare, F., & Ghosh, A. DC microgrid technology: system architectures, AC grid interfaces, grounding schemes, power quality, communication networks, applications, and standardizations aspects. Ieee Access, 5, 12230-12256, 2017.

- [3] Dragičević, T., Lu, X., Vasquez, J. C., & Guerrero, J. M. DC microgrids—Part I: A review of control strategies and stabilization techniques. *IEEE Transactions on power electronics*, 31(7), 4876-4891, 2015.
- [4] Zhang, Z., Song, G., Zhou, J., Zhang, X., Yang, B., Liu, C., & Guerrero, J. M. An adaptive backstepping control to ensure the stability and robustness for boost power converter in DC microgrids. *Energy Reports*, 8, 1110-1124, 2022.
- [5] Xu, Q., Yan, Y., Zhang, C., Dragicevic, T., & Blaabjerg, F. An offset-free composite model predictive control strategy for DC/DC buck converter feeding constant power loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(5), 5331-5342, 2019.
- [6] Emadi, A., Khaligh, A., Rivetta, C. H., & Williamson, G. A. Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 55(4), 1112-1125, 2006.
- [7] Xu, Q., Wang, P., Chen, J., Wen, C., & Lee, M. Y. A module-based approach for stability analysis of complex more-electric aircraft power system. *IEEE transactions on transportation electrification*, 3(4), 901-919, 2017.
- [8] Ghorbal, M. J. B., Moussa, S., Ziani, J. A., & Slama-Belkhdja, I. A comparison study of two DC microgrid controls for a fast and stable DC bus voltage. *Mathematics and Computers in Simulation*, 184, 210-224, 2021.
- [9] Singh, S., Fulwani, D. ve Kumar, V. (2015). Sabit bir güç yükünü besleyen dc/dc yükseltici dönüştürücünün sağlam kayan mod kontrolü. *IET Güç Elektroniği* , 8 (7), 1230-1237.
- [10] Hassan, M. A., & He, Y. Constant power load stabilization in DC microgrid systems using passivity-based control with nonlinear disturbance observer. *IEEE Access*, 8, 92393-92406, 2020.
- [11] Zhou, J., & Wen, C. Adaptive backstepping control of uncertain systems: Nonsmooth nonlinearities, interactions or time-variations. Springer, 2008.
- [12] Chen, W. H., Yang, J., Guo, L., & Li, S. Disturbance-observer-based control and related methods—An overview. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 63(2), 1083-1095, 2015.
- [13] Li, S., Yang, J., Chen, W. H., & Chen, X. Disturbance observer-based control: methods and applications. CRC press, 2014.
- [14] Arora, S., Balsara, P., & Bhatia, D. Input–output linearization of a boost converter with mixed load (constant voltage load and constant power load). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(1), 815-825, 2018.
- [15] Xu, Q., Zhang, C., Wen, C., & Wang, P. A novel composite nonlinear controller for stabilization of constant power load in DC microgrid. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 10(1), 752-761, 2017.