

PAPER DETAILS

TITLE: Design of Flyback Micro-inverter for Grid Connected Photovoltaic Systems

AUTHORS: Sinan ZENGİN,Firat DEVECİ,Mutlu BOZTEPE

PAGES: 30-36

ORIGINAL PDF URL: <https://dergipark.org.tr/tr/download/article-file/191644>

ŞEBEKEYE BAĞLI FOTOVOLTAİK SİSTEMLER İÇİN FLYBACK MİKRO-EVİRİCİ TASARIMI

DESIGN OF FLYBACK MICRO-INVERTER FOR GRID CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

Sinan ZENGİN^{1*}, Fırat DEVECİ², Mutlu BOZTEPE¹

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Ege Üniversitesi, İzmir, Türkiye.

zengin.sinan@hotmail.com, mutlu.boztepe@ege.edu.tr

²ENKO Elektronik Kontrol Sistemleri Ltd. Şti., İzmir, Türkiye.

firat_deveci@hotmail.com

Geliş Tarihi/Received: 21.04.2013, Kabul Tarihi/Accepted: 12.08.2013

* Yazışılan yazar/Corresponding author

doi: 10.5505/pajes.2014.44265

Araştırma Makalesi/Research Article

Öz

Kesikli iletim kipinde çalışan flyback mikro-eviriciler açık çevrim kontrol edilebilmeleri ve akım algılayıcısı olmadan çalışabilmeleri nedeniyle oldukça ilgi görmektedirler. Bu makalede flyback dönüştürücü tabanlı şebekeye bağlı bir fotovoltaik mikro-eviricinin çalışma karakteristikleri incelenmiş ve tasarım detayları verilmiştir. Maksimum güç noktası izleme için "değiştir ve gözle" algoritması kullanılmıştır. 80 Wp gücünde bir prototip mikro-eviricinin tasarımı yapılmış ve üretilmiştir. Maksimum güç noktası izleme, adalama koruması, seri haberleşme, güç kontrolü gibi eviricinin bütün kontrolleri PIC24FJ64GA002 mikrodenetleyicisi ile gerçekleştirilmiştir. Mikro-eviriciden alınan ölçümlerin tasarım değerleriyle uyumlu olduğu görülmüştür. Tasarlanan eviricinin maksimum verimi %80 olarak ölçülmüş ve oluşan kayıpların nedenleri irdelenmiştir. **Anahtar kelimeler** Maksimum güç noktası izleme, Şebekeye bağlı flyback mikro-evirici

Abstract

The flyback micro-inverters operating at discontinuous conduction mode are very attractive due to the operation in open loop and working without current sensor. In this paper, the working characteristics of a grid-connected photovoltaic micro-inverter based on flyback converter are investigated and design details are presented. "Perturbation and observation" method is used for maximum power point tracking. A micro-inverter prototype of 80 Wp is designed and produced. All the inverter functions, such as maximum power point tracking, islanding protection, serial communication, power control etc., are implemented by PIC24FJ64GA002 microcontroller. The measurements taken from prototyped micro-inverter are compatible with design values. The highest efficiency of the converter was found as 80% and the loss mechanisms are discussed.

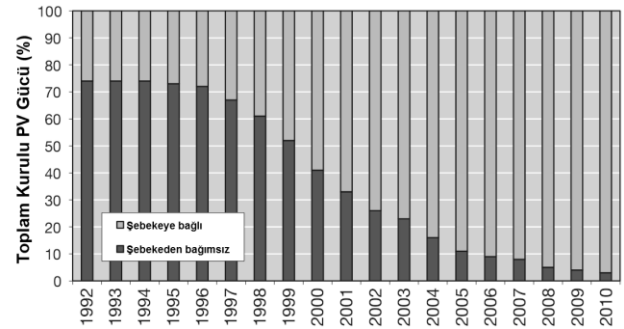
Keywords: Maximum power point tracking, Grid connected flyback micro-inverter

1 Giriş

Fosil yakıtlardan açığa çıkan zararlı yayınımlar ve küresel ısınma olgusu yenilenebilir ve temiz enerji kaynaklarını ön plana çıkarmıştır. CO₂ yayınımlı olmayan, hareketli parçası bulunmayan ve modüler bir yapıya sahip olan fotovoltaik sistemler (PV) ise yenilenebilir enerji kaynakları içerisinde önemli bir yere sahiptir [1]. Son yıllarda dünyada ve ülkemizde artan oranda görülen teşviklerle fotovoltaik sistemler hızla yaygınlaşmaktadır. Uluslararası Enerji Ajansının (IEA) Fotovoltaik Güç Sistemleri Programı (PVPS) 2010 yılı raporuna göre, programa dahil ülkelerdeki kurulu PV gücü bir önceki yıla göre iki kattan fazla artarak 35GW'a ulaşmıştır [2]. Türkiye'nin Kurulu PV gücü ise 2011 yılı sonu itibarıyla 6.5-7 MW seviyelerindedir. Avrupa Fotovoltaik Endüstrisi Birliği'nin (EPIA) 2020 yılına kadar Avrupa'da tüketilen elektriğin %12'sinin fotovoltaik sistemlerden üretilbileceğini açıklaması [3] PV sistemlerin potansiyelini göstermesi açısından önemlidir.

PV sistemlerde, şebekeden bağımsız (Stand-alone) ve şebekeye bağlı (grid-connected) olmak üzere temelde iki farklı sistem tipi bulunmaktadır. Güneş enerjisi kesikli olduğundan şebekeden bağımsız sistemlerde enerjinin sürekliliğini sağlayabilmek için sisteme bir enerji depolama elemanı, yani bir batarya ilave edilir. Şebekeye bağlı sistemlerde ise elektrik şebekesi bir anlamda depo elemanı gibi kullanıldığından batarya kullanımına gerek kalmamaktadır [4]. Dolayısıyla üretilen elektrik enerjisi DC/AC eviricilerle doğrudan

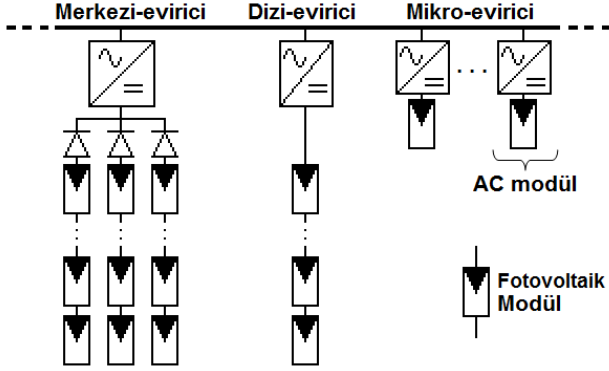
şebekeye aktarılmaktadır. Bu durum maliyet üzerinde önemli bir düşüş sağladığından, Şekil 1'den görüleceği gibi, son yıllarda şebekeye bağlı sistemler daha ön plana çıkmıştır.



Şekil 1: IEA ülkelerinde şebekeye bağlı ve şebekeden bağımsız sistemlerin oranı.

Şebekeye bağlı sistemlerde kullanılan DC/AC eviriciler üç gruba ayrılırlar; merkezi-evirici, dizi-evirici ve modül-evirici (mikro-evirici). Şekil2'de her üç teknoloji ile oluşturulmuş PV sistemler blok şema olarak gösterilmiştir. Merkezi evirici kullanan sistemler büyük güçlüdür ve genellikle üç fazlıdır. En az iki adet paralel fotovoltaik dizi içeren bu sistemlerde modüller arası uyumsuzluk kayıpları, kısmi gölgeleme ve seri diyotlardan kaynaklanan kayıplar nispeten büyüktür. Bu nedenlerle günümüzde dizi evirici teknolojisi daha çok tercih edilmektedir. Bu teknolojiye yeterli sayıda PV modül seri bağlanarak dizi eviricinin girişine verilir. Merkezi eviriciye

göre daha performanslı olmasına karşın, uyumsuzluk kayıpları ve kısmi gölgeleme kayıpları hala etkilidir. Modül evirici teknolojisinde ise, bir başka deyişle AC modüllerde, her modülün kendi eviricisi bulunmaktadır. Bu teknoloji DC kablolama gerektirmediği gibi, sadece tek bir modül ile sistem kurulabilmesini de mümkün kılması esnekliği sağlamaktadır. Uyumsuzluk ve kısmi gölgeleme problemlerine karşı performansı diğer evirici tiplerine göre daha iyidir [5]. Birim güç başına maliyetlerinin şimdilik yüksek olması ve bir PV modülün ömrü kadar uzun (yani en az 15-20 yıl) bir ömre sahip olma gereksinimi yüzünden henüz yeterince yaygınlaşamamıştır.



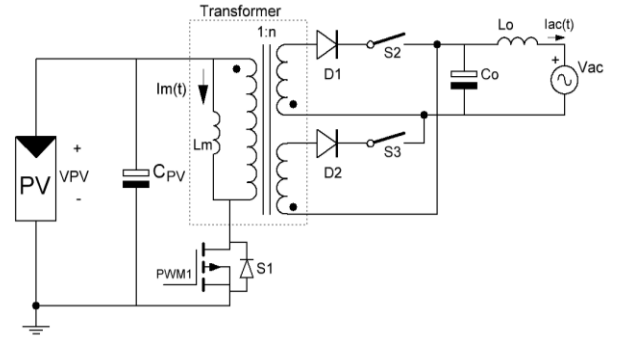
Şekil 2: Merkezi, dizi ve mikro-evirici teknolojileri.

Literatürde çok sayıda modül evirici topolojisi mevcuttur [6]-[9]. Bunların bir kısmı tek aşamalı, bir kısmı ise iki aşamalı dönüşüm gerçekleştirmektedirler. Ancak, flyback tabanlı topolojiler gerek kontrolünün kolay olması, gerekse eleman sayısının nispeten az olması nedeniyle ilgi çekmektedir. Kesikli iletim kipinde çalışan bir flyback eviricide, sonraki bölümde detaylı olarak inceleneneği üzere, çıkış akımı anahtarlama görev oranının açık çevrim bir şekilde değiştirilmesiyle kontrol edilebilmektedir. Dolayısıyla diğer topolojilerde olduğu gibi çıkış akımının bir algılayıcı ile ölçülüp geri beslemeli bir kontrol yapısı oluşturulmasına gerek kalmamaktadır. Bu durum flyback eviricilerin kontrol karmaşıklığını ve eleman sayısını azaltmakta ve maliyetlerini önemli ölçüde düşürerek onu diğer mikro-eviriciler arasında öne çıkarmaktadır.

Bu makalede şebekeye bağlı fotovoltaik sistemler için süreksiz akım kipinde çalışan bir flyback mikro-eviricinin çalışma karakteristikleri incelenmiş ve bir tasarım yöntemi önerilmiştir. Daha sonra tasarlanan bir prototip evirici üzerinde önerilen yöntem deneysel olarak doğrulanmıştır.

2 Flyback Mikro-Eviricinin Analizi

Flyback micro-eviricinin topolojik devre şeması Şekil 3'te verilmiştir. Eviricinin çalışma prensibi şu şekildedir. S1 anahtarı iletime geçirilerek primer sargıya enerji verilir. Bu anda sekonderdeki diyotlar açık devre olduğundan trafonun mıknatıslama endüktansında, yani trafo hava aralığında enerji depolanmaktadır. S1 anahtarı kesime gittiğinde ise bu enerjinin tamamı sekonder tarafa aktarılır. Sekonder sargılar şebeke alternansına uygun olarak S2 ve S3 anahtarları tarafından seçilirler. Şebekenin pozitif alternansı boyunca S2, negatif alternansı boyunca da S3 anahtarı üzerinden güç akışı gerçekleşmektedir. Böylece çıkış LC filtre devresine ulaşan mıknatıslama enerjisi burada harmoniklerinden arındırılarak şebekeye aktarılır.



Şekil 3: Flyback Mikro-evirici.

Flyback mikro-evirici kesikli iletim kipinde çalıştığı için S1 akımı her periyotta sıfırdan başlamaktadır. Dolayısıyla PV gerilim dalgalılığı ihmal edilirse, S1 anahtarının tepe akımı aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$i_{s1,m} = \frac{V_{pv}}{L_m} t_{on} \quad (1)$$

Tepe akımına doğrultulmuş sinüs formu vermek için, t_{on} süresi şebeke periyodu boyunca aşağıdaki eşitlik uyarınca değiştirilir [10], (Bkz. Şekil 4(a)),

$$t_{on} = |D_m T_s \sin(\omega t)| \quad (2)$$

Eşitlik (2), Eşitlik (1)'de yerine konursa

$$i_{s1,m} = \frac{V_{pv}}{L_m} |D_m T_s \sin(\omega t)| \quad (3)$$

elde edilir. S1 anahtarı akımı, Şekil 4(b)'de temsili olarak gösterildiği gibi, anahtarlama frekansında üçgen formulu akım darbelerinden oluşmakta ve bu üçgenin tepe değerleri doğrultulmuş bir sinüs zarfı çizmektedir. Trafo sarım oranı kullanılarak sekonder taraftaki tepe akım eşitliği de şu şekilde yazılabilir;

$$i_{ac,m} = \frac{V_{pv}}{n L_m} D_m T_s \sin(\omega t) \quad (4)$$

S2 ve S3 anahtarlarının şebeke alternanslarına uygun şekilde sırayla çalıştığı kabul edildiğinden Eşitlik (4)'te mutlak değer işareti kaldırılmıştır. Şekil 4(c)'de görüldüğü gibi şebeke tarafındaki akımın tepe değeri, yani zarfı, tam sinüzoidal karakterdedir. Bu akım çıkış filtresinden geçerken anahtarlama frekansındaki bileşenler filtrelendir ve geriye sadece şebeke frekansındaki düşük frekans bileşeni kalır. Çıkış akımı üçgen akım darbelerinden oluştuğundan ortalaması,

$$i_{ac}(t) = \frac{1}{T_s} \frac{i_{ac,m} t_{off}}{2} \quad (5)$$

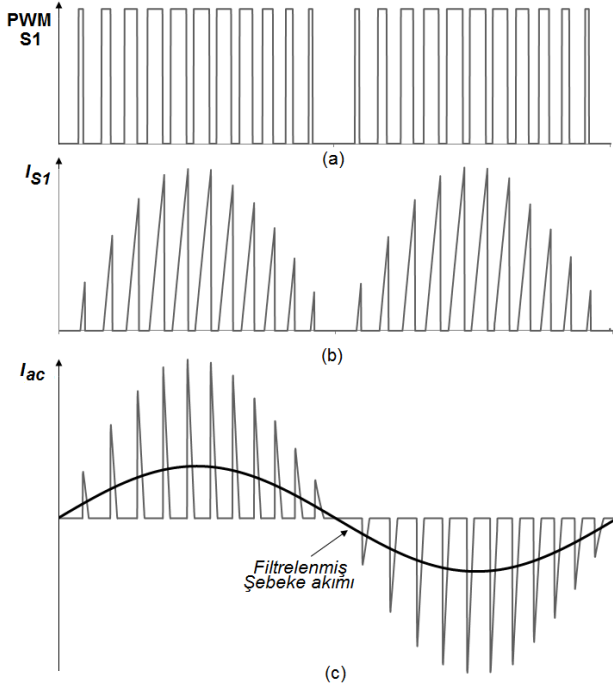
formülü ile hesaplanabilir. Şebeke gerilimi $V_{ac}(t) = V_{ac,m} \sin(\omega t)$ kabul edilirse, t_{off} süresi aşağıdaki gibi bulunur.

$$t_{off} = \frac{n V_{pv} D_m T_s}{V_{ac,m}} \quad (6)$$

Eşitlik (4) ve (6), Eşitlik (5)'te yerine konulursa şebekeye verilen akımın denklemi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_{ac}(t) = \frac{V_{pv}^2 D_m^2 T_s}{2V_{ac,m} L_m} \sin(\omega t) \quad (7)$$

Görüldüğü gibi diğer bütün parametreler sabit olduğundan sadece D_m değişkeni ile çıkış AC akımı kontrol edilebilmektedir. Şekil 4(c)'de filtrelenmiş akım dalga şekli ayrıca gösterilmektedir.



Şekil 4: Flyback mikro-evirici dalga şekilleri.

3 Flyback Mikro-Evirici Tasarımı

Tasarımda mıknatıslama endüktansı L_m , trafo sarım oranı n , dc-bara kondansatörü C_{pv} ve çıkış filtre elemanları L_o ve C_o 'ın yanı sıra flyback mikro-evirici süresiz iletim kipinde çalışmak durumunda olduğu için maksimum görev oranı D_m 'ın da belirlenmesi gereklidir.

3.1 Maksimum Görev Oranının Hesaplanması

Mıknatıslama akımının yükselme t_{on} ve düşme t_{off} sürelerinin toplamı anahtarlama periyoduna T_s eşit veya küçük ise flyback evirici süresiz iletim kipinde çalışır. Dolayısıyla her koşulda,

$$t_{on} + t_{off} \leq T_s \quad (8)$$

eşitsizliği sağlanmalıdır. t_{on} süresi Eşitlik (1) yardımı ile şu şekilde yazılabilir;

$$t_{on} = \frac{i_{s1,m} L_m}{V_{pv}} \quad (9)$$

t_{off} süresi ise trafo sarım oranı ve şebeke geriliminin maksimumu $V_{ac,m}$ kullanılarak Eşitlik (9)'a benzer şekilde hesaplanabilir.

$$t_{off} = \frac{n i_{s1,m} L_m}{V_{ac,m}} \quad (10)$$

Görev oranının en büyük değeri D_{max} , akımın en yüksek olduğu durumda gerçekleşmektedir. Bu durumda;

$$t_{on} = D_m T_s \quad (11)$$

$$t_{off} = (1 - D_m) T_s \quad (12)$$

eşitlikleri yazılabilir. Eşitlik (9), (10), (11) ve (12) Eşitlik (8)'de yerine konulursa maksimum görev oranı için Eşitlik (13)'teki bağıntı bulunur.

$$D_m \leq \frac{1}{1 + \frac{n V_{pv}}{V_{ac,m}}} \quad (13)$$

Sarım oranı seçildikten sonra eviricinin maksimum görev oranı hesaplanabilir. Mikro-eviricinin görev oranı mutlaka Eşitlik (13)'ten hesaplanan maksimum değerden küçük olmalıdır. Aksi takdirde, sürekli iletim kipine geçilir ve bu durumda çıkış akımı kontrol edilemez.

3.2 Mıknatıslama Endüktansı Hesabı

Her anahtarlama periyodunda mıknatıslama endüktansında biriken enerjinin tamamı şebekeye aktarılmaktadır. Bu enerji;

$$E = \frac{1}{2} L_m i_{s1,m}^2 \quad (14)$$

formülü ile hesaplanabilir. Ancak, görev oranı her periyotta değiştiğinden bu enerji de değişmektedir. S1 anahtarının görev oranı;

$$D(t) = D_m \sin(\omega t) \quad (15)$$

şeklinde ifade edilirse tepe akımının zamana göre değişimi

$$i_{s1,m}(t) = \frac{V_{pv} D_m T_s}{L_m} \sin(\omega t) \quad (16)$$

olarak bulunur. Eşitlik (16), Eşitlik (14)'te yerine konur ve enerji anahtarlama periyoduna bölünürse o periyotta çekilen güç bulunur. Ortalama güç ise şebekenin bir periyodu boyunca gücün integrali alınarak bulunur.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{E(t)}{T_s} dt = \frac{V_{pv}^2 T_s D_m^2}{2 T L_m} \int_0^T \sin^2(\omega t) dt \quad (17)$$

Ortalama gücün en büyük değeri Eşitlik (17)'den;

$$P_m = \frac{V_{pv}^2 T_s D_m^2}{4 L_m} \quad (18)$$

şeklinde bulunur. Buna göre $f_s = 1/T_s$ bağıntısı kullanılarak mıknatıslama endüktansı;

$$L_m = \frac{V_{pv}^2 D_m^2}{4 f_s P_m} \quad (19)$$

3.3 Dekuplaj Kondansatörünün Belirlenmesi

Mono faz eviricilerde anlık giriş gücü şebekenin iki katı frekansta ve ortalama gücün iki katı ile sıfır arasında değişmektedir. Bu kadar geniş aralıkta değişen gücü karşılayacak akımın doğrudan PV modüllerden alınması uygun değildir. Çünkü böyle bir durumda PV modüllerin maksimum güç noktasında (MGN) çalışması mümkün olamamaktadır. Bu nedenle dekuplaj kondansatörü ile güç dalgalanması filtrelendir. İstenilen bir gerilim dalgalanmasına göre bağlanması gereken kondansatörün değeri aşağıdaki eşitlikle hesaplanabilir [10].

$$C_{pv} = \frac{P_{pv}}{2\omega V_{pv} \Delta V_{pv}} \quad (20)$$

3.4 Çıkış Filtre Elemanlarının Belirlenmesi

Eviricinin çıkış filtresi için Şekil 5'teki eşdeğer devre çizilebilir. Burada filtre transfer fonksiyonu şu şekilde elde edilir [11];

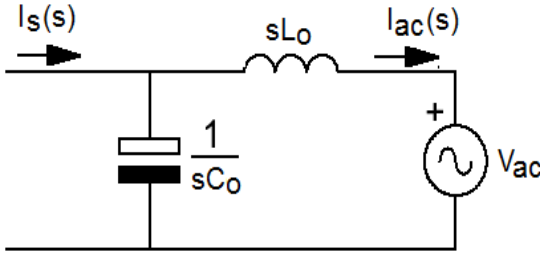
$$\frac{I_{ac}(s)}{I_s(s)} = \frac{1}{1 + s^2 L_0 C_0} \quad (21)$$

Görüldüğü üzere bu 2.derece bir filtre olup, köşe frekansı;

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \quad (22)$$

olarak bulunur. IEC 61000-3-2 standardı eviricilerin çıkış akım harmonik bozulmasının (THD) %5'ten az olmasını gerektirmektedir. Filtre köşe frekansını anahtarlama frekansının onda biri olarak seçmek 40 dB zayıflatma sağlamakta ve bu değer THD şartını sağlamak için yeterli gelmektedir. Böylece filtre elemanlarını mümkün olduğunca küçük tutarak hem yerden kazanıp hem de maliyeti avantajı sağlanabilmektedir. Buna göre C_0 değeri seçilirse L_0 endüktansı aşağıdaki formülle hesaplanabilir.

$$L_0 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_0} \quad (23)$$

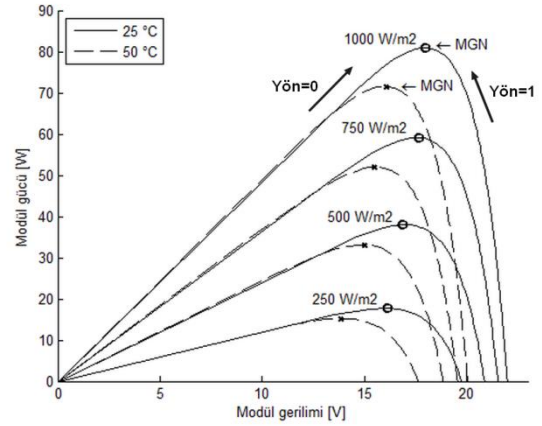


Şekil 5: Çıkış filtresi eşdeğer devresi.

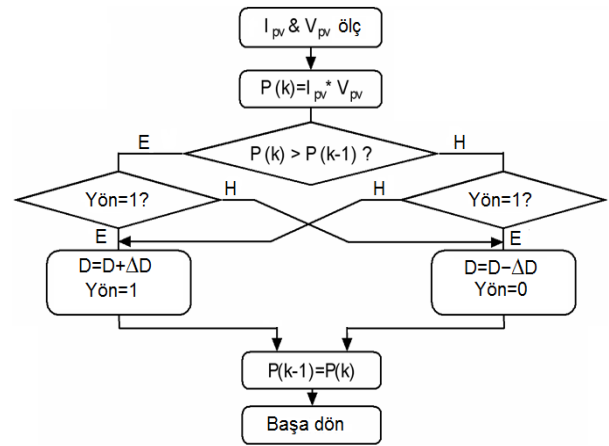
4 Maksimum Güç Noktası İzleme

Orjinsolar firmasının ürettiği OST-80 fotovoltaik modülün güç-gerilim grafiği dört farklı güneş ışınlımı ve iki farklı hücre sıcaklığı değeri için Şekil 6'da çizilmiştir. Herhangi bir ışınlım ve sıcaklık değerinde gücün en büyük olduğu çalışma noktasına maksimum güç noktası (MGN) adı verilmektedir. Görüldüğü gibi ışınlım ve sıcaklık güneş pilinin karakteristiğini, özellikle MGN noktasını, önemli ölçüde değiştirmektedir. Dolayısıyla PV modülden maksimum verimi alabilmek için çalışma noktasının sürekli MGN'de tutulması gerekir ve bu yüzden eviricilerde MGN izleme özelliğinin olması şarttır. Tasarlanan flyback eviricide çok bilinen ve mikrodenetleyici ile gerçekleştirmeye çok uygun bir yöntem olan "Değiştir & gözle" (Perturbation & observation) yöntemi kullanılmıştır [12].

"Değiştir & gözle" metodunun algoritma şeması Şekil 7'de verilmiştir. $V(k) < V(k-1)$ yönünde ilerleme Yön=1, diğer yönde ilerleme ise Yön=0 olarak tanımlanmıştır (Bknz. Şekil 6). Eğer güçte artış varsa, aynı yönde ilerlemeye devam edilir. Aksi durumda çalışma yönü değiştirilir. Kararlaştırılan çalışma yönüne göre, görev oranı Yön=1 için $+ΔD$, Yön=0 için $-ΔD$ kadar güncellenerek güç-gerilim eğrisinin zirvesi bulunmaya çalışılır.



Şekil 6: PV modül güç-gerilim karakteristiği.



Şekil 7: MGN izleme algoritması.

5 Deneysel Çalışmalar

Önceki bölümlerde anlatılan tasarım bilgilerini doğrulamak için bir flyback mikro-evirici prototipi tasarlanmış ve performansını belirleyen çeşitli ölçümler alınmıştır. Standart Test Koşullarında (STK) gücü 80W olan ve teknik özellikleri Tablo 1'de verilen OST-80 PV modül için yapılan tasarımda anahtarlama frekansı 62.5 kHz olarak seçilmiştir. Eşitlik 22 kullanılarak çıkış filtresi köşe frekansı anahtarlama frekansının yaklaşık onda biri olacak şekilde $C_0=330$ nF ve $L_0=1.75$ mH değerleri belirlenmiştir. Prototip eviricinin şebeke bağlantısı 60 V/230 V, 50 Hz, 150 VA bir transformatör üzerinden yapılmıştır ve dolayısıyla devre tasarımında şebeke gerilimi 60 V_{rms} olarak kullanılmıştır. Bu durum primer devrenin akım ve gerilim şartlarında herhangi bir değişime yol açmamakla birlikte, Eşitlik 13'ten görüleceği gibi yalnızca görev oranı ve sarım oranı arasındaki ilişkiyi ve dolayısıyla sekonder devredeki iletim kayıplarını etkilemektedir. Böylece hem daha güvenli bir gerilimde çalışma olanağı hem de hızlı bir şekilde prototip gerçekleştirme imkanı elde edilmiştir. Transistor tepe akımını düşük tutabilmek için maksimum görev oranı mümkün olduğu kadar yüksek seçilerek ($D_{max}=\%70$) trafo sarım oranı $n=2$ olarak hesaplanmıştır. Görev oranının daha da yükseltilmesi S1 anahtarının gerilim stresini çok artırmaktadır. 80 W çıkış gücü elde etmek için Eşitlik 19'dan gerekli mıknatıslama endüktansı değeri $L_m=5.9$ uH bulunmuştur. Dekuplaj kondansatörünün değeri PV modül gerilimindeki dalgalanmayı belirlemektedir. Bu dalgalanma %10'un altında olursa PV modülün MGN güç kaybı

%1'in altında kalmaktadır [13]. Buna göre PV modül ortalama MGN gerilimi 15 V alınırsa $\Delta V_{pv}=1$ V (yani %6.6) dalgalılık için Eşitlik 20'den evirici girişine bağlanacak dekuplaj kondansatörü $C_{pv}=8800$ uF elde edilir. Tasarlanan mikro-eviricinin teknik özellikleri Tablo 2'de toplu halde görülmektedir.

Tablo 1: OST-80 elektriksel parametreleri.

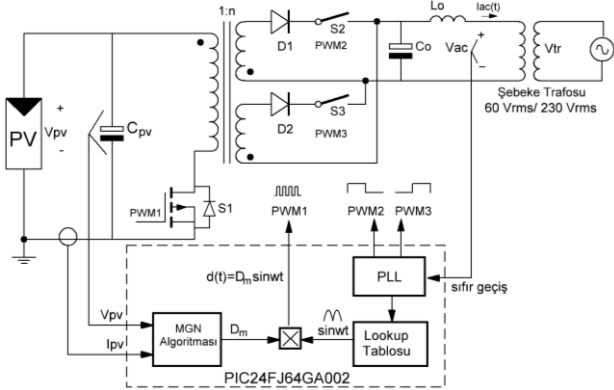
Parametre	Değer (STK*)
Maksimum güç, P_m	80 W
MGN gerilimi, V_m	18 V
MGN akımı, I_m	4.5 A
Açık devre gerilimi, V_{oc}	22 V
Kısa devre akımı, I_{sc}	4.9 A

*STK:1000 W/m², 25°C, AM1.5

Tablo 2: Mikro-evirici teknik özellikleri.

Parametre	Değer
Güç	80 W
Giriş gerilimi	10-40 V
Çıkış gerilimi/frekans	60 V _{rms} /50 Hz
Anahtarlama frekansı	62.5 kHz
Çıkış filtresi L_o/C_o	1.75 mH/330 nF
Mıknatıslama endüktansı, L_m	5.9 uH
Trafo sarım oranı, n	2
S1 mosfeti	IRFP260
S2 & S3 mosfetleri	IXFK27N80
D1 & D2 diyotları	V30200C

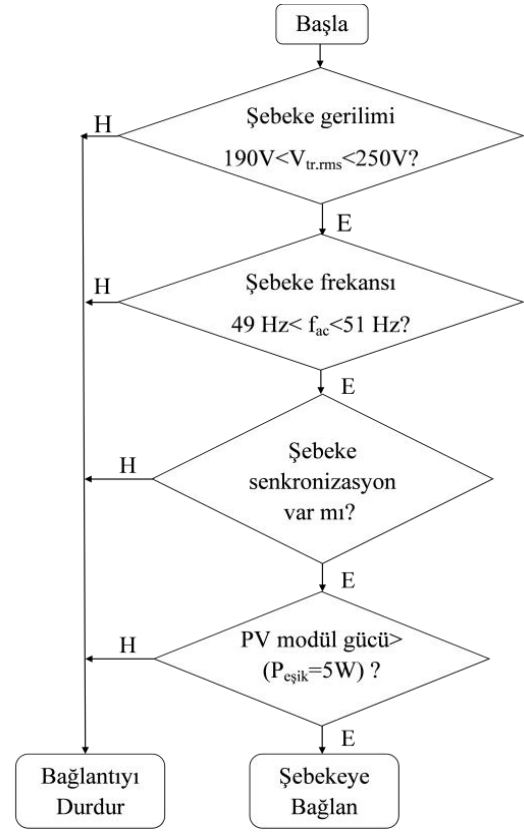
Tasarlanan eviricinin bütün kontrol görevleri PIC24FJ64GA002 mikrodeneleyicisi ile gerçekleştirilmiş olup mikrodeneleyici kontrol yapısı Şekil 8'de verilmiştir.



Şekil 8: Mikrodeneleyici kontrol yapısı.

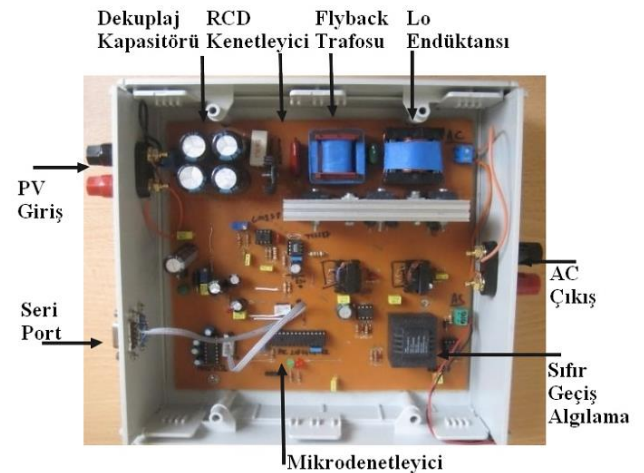
Bu kontrol yapısında, MGN izleme için girişte PV akım ve gerilimi ölçülmektedir. İzolasyon gerekmediği ve doğru akım olduğu için burada seri direnç metodu ile kolayca akım ölçümü yapmak mümkündür ve maliyeti düşüktür. MGN algoritmasından çıkan D_m bilgisi kullanılarak PWM1 görev oranı ve şebekeyle eş zamanlama için sıfır geçiş algılanarak PWM2 ve PWM3 sinyalleri mikrodeneleyici tarafından oluşturulmaktadır. Eviricinin şebekeye bağlanabilmesi için belirli koşulların oluşması gereklidir. Bu koşullar ve şebekeye bağlantı algoritması akış şeması Şekil 9'da görülmektedir. Bu algoritma her sıfır geçişte bir kez çalıştırılmaktadır. Eğer şebeke gerilimi ve frekansı sırasıyla 190-250 V_{rms} ve 49-51 Hz aralığında ise, şebekeye senkronizasyon sağlanmışsa ve ayrıca PV modül gücü de belirli bir eşik değerinin üzerinde ise mikro-

eviricinin şebeke bağlantısına izin verilmektedir. Aksi takdirde şebeke ile bağlantı hemen kesilmekte ve adalama koruması gerçekleştirilmektedir.



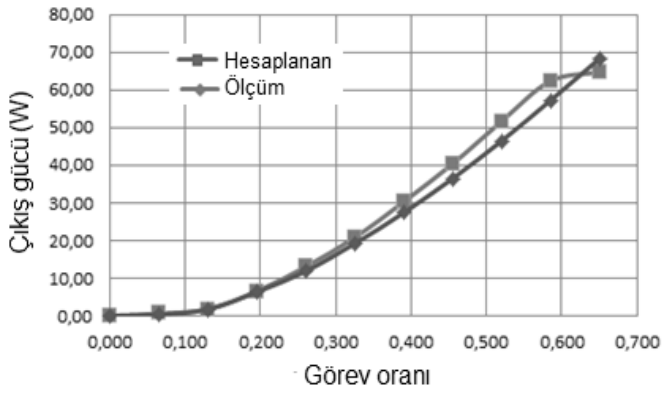
Şekil 9: Şebekeye bağlantı algoritması akış şeması.

Fotovoltaik Sistemler Laboratuvarında üretilen prototip flyback eviricinin bir fotoğrafı Şekil 10'da görülmektedir. Transformatörün kaçak endüktansında biriken enerjinin S1 mosfeti üzerinde yarattığı gerilim stresini azaltmak için bir pasif RCD kenetleme devresi kullanılmıştır.



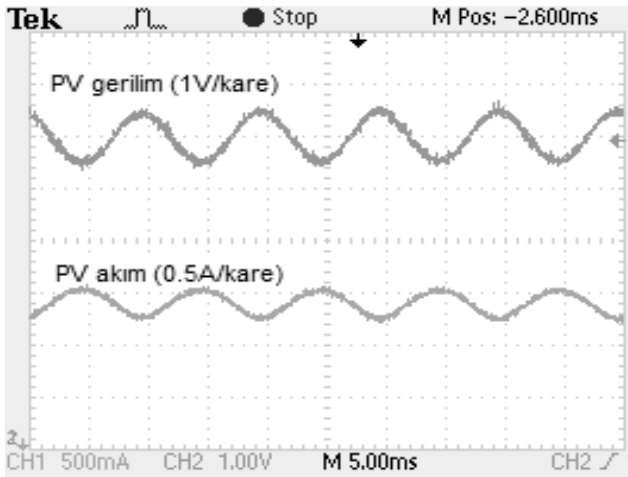
Şekil 10: Prototip eviricinin bir görünümü.

Şekil 11'de farklı görev oranı değerlerine karşılık ölçülen çıkış gücü grafiği, Eşitlik 18'ten hesaplanan değerle birlikte gösterilmiştir. Hesaplanan değerler ile ölçülen değerler oldukça iyi uyum göstermektedir.



Şekil 11: Görev oranına göre çıkış gücünün değişimi.

Evirici 32 W güçte çalışırken PV modül akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 12'deki gibi ölçülmüştür. Görüldüğü gibi PV gerilimi şebeke frekansının iki katı olan 100 Hz'te dalgalanan ve genliği 1 V olan bir AC bileşene sahiptir. Maksimum güç noktası izleme performansını etkileyen bu gerilim dalgalanması dekuplaj kondansatörünün değerine bağlıdır.



Şekil 12: 32 W çıkış gücünde güneş pili gerilim ve akım dalgalanmaları.

Aynı koşullarda mikro-evirici çıkışındaki (yani şebeke trafosunun girişinde) ölçülen AC gerilim ve akım dalga şekilleri ise Şekil 13'te görülmektedir. Akım ve gerilim aynı fazdadır ve akım harmonik bozulması %5'in altında ölçülmüştür.

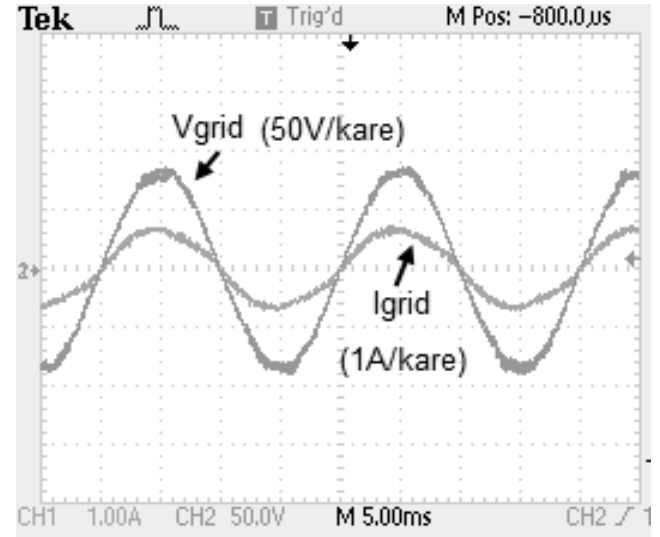
Eviricinin en yüksek verimi %80 olarak elde edilmiştir. Flyback evirici süreksiz akım kipinde çalıştığı için S1 mosfetinin tepe akımları yüksek olduğundan kayıpların büyük bir bölümünü S1 iletim kayıpları oluşturmaktadır. Bunun dışında flyback transformatörünün kaçak endüktansından dolayı oluşan kayıplar da önemli bir yer tutmaktadır.

6 Sonuçlar

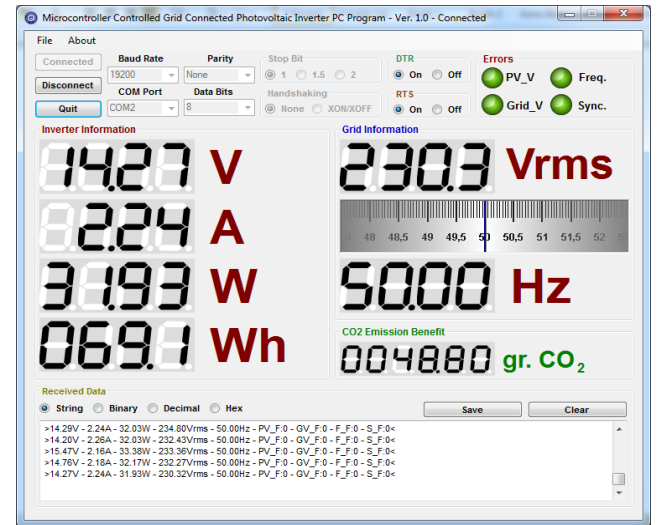
Bu çalışmada fotovoltaik modüller için şebekeye bağlı flyback dönüştürücü tabanlı bir mikro-eviricinin çalışma karakteristikleri verilmiş ve tasarımının ana ilkeleri açıklanmıştır. 80 Wp gücünde bir prototip tasarımı yapılarak performansı deneysel olarak ölçülmüş ve tasarım sonuçlarıyla uyumlu değerler elde edilmiştir. Maksimum güç noktası izleme için değiştir & gözle metodu kullanılmıştır. Prototip

eviricinin tüm kontrolleri tek bir PIC24FJ64GA002 mikrodeneleyicisiyle gerçekleştirilmiştir. Şebeke frekansı ve gerilimi istenen sınırlar içerisinde değilse evirici adalama korumasına girmekte ve şebekeyle bağlantısını kesmektedir. Eviricinin en yüksek verimi %80 olarak ölçülmüştür. Küçük R_{ds-on} direncine sahip mosfetler ve kaçak endüktansı düşük transformatör kullanarak bu değer iyileştirilebilir. Eğer kaçak endüktans enerjisi aktif kenetleme devreleri yardımıyla geri kazanılabilirse verim bir miktar daha artacaktır.

Öte yandan mikrodeneleyicinin seri port üzerinden bilgisayar ile bağlantısı oluşturularak, güç devresinin önemli parametreleri ile akım, gerilim, frekans ve güç değerleri gerçek zamanlı olarak bilgisayardan izlenebilmekte ve kaydedilebilmektedir. Verileri gerçek zamanlı görüntüleyebilmek ve dosyaya kaydedebilmek için C# yazılım dili ile Şekil 14'te görülen arayüz programı yazılmıştır. Arayüz programında gösterilen şebeke gerilimi, kullanılan transformatörün sarım oranı dikkate alınarak hesaplanmaktadır. Bu şekilde eviricilerin otomasyona uyumlu olması uzaktan izleme ve kontrol edilebilmesine olanak sağlamaktadır.



Şekil 13: 32 W çıkış gücünde evirici çıkış akım ve gerilimi.



Şekil 14: Bilgisayar arayüzü.

7 Simgeler Dizini

C_0	Çıkış filtresi kondansatörü (F),
C_{pv}	Dekuplaj kondansatörü (F),
D	S1 anahtarının görev oranı,
D_m	Maksimum görev oranı,
E	Mıknatıslama endüktansının enerjisi (J),
f_{ac}	Şebekenin frekansı (Hz),
f_0	Çıkış filtresinin köşe frekansı (Hz),
f_s	S1 mosfetinin anahtarlama frekansı (Hz),
$i_{ac,m}$	Şebekeye aktarılan akımın maksimumu (A),
$i_{ac}(t)$	Şebekeye aktarılan akımın zaman fonksiyonu (A),
$i_{s1,m}$	S1 anahtarının tepe akımı (A),
L_m	Mıknatıslama endüktansı (H),
L_0	Çıkış filtresi endüktansı (H),
n	Trafo sarım oranı,
P	Ortalama güç (W),
P_m	Maksimum ortalama güç (W),
P_{pv}	PV modül gücü (W),
T	Şebekenin periyodu (s),
T_s	S1 anahtarının anahtarlama periyodu (s),
t_{off}	Mıknatıslama akımının düşme zamanı (s),
t_{on}	S1 anahtarının iletimde kalma süresi (s),
$V_{ac}(t)$	Şebeke geriliminin zaman fonksiyonu (V),
$V_{ac,m}$	Şebeke geriliminin tepe değeri (V),
$V_{ac,rms}$	Şebeke geriliminin rms değeri (V),
$V_{tr,rms}$	Şebeke trafosu ikincil sargısının rms gerilimi (V),
V_{pv}	PV modül ortalama gerilimi (V),
$V(k)$	k. döngüde ölçülen PV gerilimi (V),
$V(k-1)$	(k-1). döngüde ölçülen PV gerilimi (V),
ω	Şebekenin açısal frekansı (rad/s),
ΔV_{PV}	Tepeden-tepeye PV gerilim dalgalanması (V),
ΔD	Görev oranı değişimi.

8 Kaynaklar

[1] Dinçer F. "The Analysis on Photovoltaic Electricity Generation Status, Potential and Policies of the Leading Countries in Solar Energy". *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15(1), 713-720, 2011.

[2] International Energy Agency. "Photovoltaic Power System Programme (PVPS)", International Energy Agency, Annual Report, 2010.

[3] European Photovoltaic Industry Association. "Solar Generation V-Solar Electricity for Over one Billion People and two Million Jobs by 2020", European Photovoltaic Industry Association Report, Brussels, Belgium, 73, 2009.

[4] Kaundinya DP, Balachandra P, Ravindranath NH. "Grid-Connected Versus Stand-Alone Energy Systems for Decentralized Power-A Review of Literature". *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13(8), 2041-2050, 2009.

[5] Çekinir S, Boztepe M. "A Comparative Analysis of Grid-connected PV System Topologies". *5th International Ege Energy Symposium and Exhibition*, Denizli, Turkey, 27-30 June 2010.

[6] Kjaer SB, Pedersen JK, Blaabjerg F. "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5), 1292-1306, 2005.

[7] Xue Y, Chang L, Kjaer SB. "Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5), 1305-1314, 2004.

[8] Li Q, Wolfs P. "A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(3), 1320-1333, 2008.

[9] Kyritsis AC, Tatakis EC, Papanikolaou NP. "Optimum Design of the Current-Source Flyback Inverter for Decentralized Grid-Connected Photovoltaic Systems". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 23(1), 281-293, 2008.

[10] Zengin S, Deveci F, Boztepe M. "Decoupling Capacitor Selection in DCM Flyback PV Microinverters Considering Harmonic Distortion". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(2), 816-825, 2013.

[11] Sharma R. "Switching Frequency Filter Design for Utility Connected PV Inverters". *Australasia Universities Power Engineering Conference Proceedings*, Melbourne, Australia, 29th September to 2nd October 2002.

[12] Esram T, Chapman PL. "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2), 439-449, 2007.

[13] Wu TF, Chang CH, Chang YD, Lee KY. "Power Loss Analysis of Grid Connection Photovoltaic System". *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2009)*, Taipei, Taiwan, 2-5 November 2009.