

200 Amper, Yüksek Frekans Anahtarlama DA Kaynak Makinesinin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

Design and Implementation of a 200 Ampere High Frequency Switching DC Welding Machine

Arzu Koparan¹, M. Timur Aydemir², Oğuz Şimşek³

¹TUSAŞ Türk Havacılık ve Uzay Sanayii, Akıncı, ANKARA
akoparan@tai.com.tr

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
aydemirmt@gazi.edu.tr

³NURİŞ Elektrik ve Kaynak Makinaları Sanayi ve Ticaret A.Ş., Ankara
oguzsimsek@nuris.com.tr

Özet

Bu makalede, 5.6 kW (200 A) gücünde bir ark kaynağı makinesi için yüksek frekans anahtarlama güç dönüştürücü devresi ve bu devrenin denetleyicisinin tasarımı ve gerçekleştirilmesi anlatılmaktadır. Güç devresinde ikili ileri (dual forward) DA/DA dönüştürücü topolojisi kullanılmıştır. Modülerliği sağlamak için iki adet dönüştürücü girişleri seri çıkışları paralel olacak biçimde bağlanmıştır. Makalede, tasarım süreci ayrıntılı olarak anlatılmakta, benzetim sonuçları ve gerçekleştirilen prototip devreyle elde edilen deneysel sonuçlar verilmektedir.

Anahtar kelimeler: Evirici Tip Kaynak Makinesi, İkili İleri DA-DA Dönüştürücü.

Abstract

Design and implementation of a high frequency switched dc-dc converter and its controller for an arc welding machine with a power rating of 5.6 kW (200 A) is described in this paper. Dual forward DC-DC converter topology has been used in the power circuit. Two identical converters have been connected in series input, parallel output structure to obtain modularity. Design of the converter is given in detail as well as the simulation results and experimental results obtained with the prototype converter.

Keywords: Inverter type welding machine, Dual forward DC-DC Converter.

1. Giriş

Elektrik ark kaynağında kalitenin artırılması için arkin, farklı kaynak evrelerinde hassas olarak kontrol edilmesi gereklidir. Bu amaçla, geçmişte kullanılan basit elektromekanik sistemler veya tristör kullanan elektronik sistemler yerine artık yüksek hızlarda anahtarlama yeteneğine sahip, tranzistörlü devreler kullanılmaktadır.

Çeliğin kaynak işleminde DA, alüminyumun kaynak işleminde ise AA akım gereklidir. DA çıkış elde etmek için çok çeşitli ve ucuza bulunabilen kaynak makineleri mevcuttur. Öte yandan,

AA çıkış veren kaynak makineleri daha karmaşıktır ve çok ucuza mal edilememektedir. Aliminyum kaynağında kaynak akımının 30-200 Hz arasında kare biçiminde değişmesi istenir. Böylece yön değiştiren elektron akımının aliminyum yüzeyindeki oksit tabakasını kırması beklenir.

Literatürde, modern kaynak makinelerinin güç devreleri ve kontrol sistemleri üzerinde yapılmış çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Güç devreleri üzerinde yapılan çalışmalar incelendiğinde, kullanılan devreleri kabaca üç başlık altına toplamak mümkündür: (a) Rezonans devreli sistemler, (b) Yumuşak anahtarlama sistemler, (c) Sert anahtarlama sistemler. Rezonans devreli sistemlerde yarıiletken anahtarların tetiklenmesi, devreye yerleştirilmiş bir kondansatör ve endüktörün rezonansa girmesine yol açar. Rezonans sonucu oluşan akım veya gerilimin doğal olarak sıfırdan geçişi sırasında anahtarların konumları değiştirilir (sıfır gerilim veya sıfır akım anahtarlama.) Böylece, sistemin anahtarlama kayıpları en aza indirilmiş olur. [1-9] bu ilkeye göre tasarlanmış çeşitli çalışmaları tanıtmaktadır. Rezonans olgusunu kullanarak gerçekleştirilen sistemlerde anahtarlama kayıpları düşük olduğu için yüksek frekanslara çıkılabilmektedir. Bu da sistemlerin daha küçük ve hafif olmasına yol açmaktadır. Bununla birlikte, rezonans sistemlerinde anahtarların taşımak zorunda kaldıkları akımların tepe değerleri, ortalama değerlerinin çok üzerinde olurlar. Bu da gereksiz yere yüksek değerli tranzistörlerin (IGBT veya MOSFET) kullanılmasına neden olur ve maliyet artar. Rezonans olgusunun kullanılmasının yarattığı bir başka zorluk, denetimin frekans değiştirerek yapılması gerekliliğidir. Bu nedenle, süzücü elemanların seçiminde dikkatli olunması gerekir.

Son yıllarda üzerinde durulan bir başka teknik da/da dönüştürücü kullanılmasıdır. Bu dönüştürücüler sert veya yumuşak anahtarlama sistemlerdir. [10-14] bu tür çalışmalara örnek olarak gösterilebilir. Sert anahtarlama ile çalışmada kayıplar daha yüksek olur ancak denetim genelde basittir. Yumuşak anahtarlama, anahtar konumları arasında geçiş yapılırken, yine

rezonans ilkesinden yararlanılır. Rezonans genelde anahtar ve yüksek frekans transformatörünün parazitik elemanlarından yararlanılarak elde edilir. Yumuşak anahtarlama devrelerde zaman zaman yardımcı devrelerden de yararlanılabilmektedir. Bu da genelde kontrol karmaşıklığını arttırmaktadır.

Kaynak makinelerinde geçmiş yıllarda analog denetim devreleri kullanılırken, son dönemlerde mikroişlemci veya sayısal işaret işleme (DSP) tabanlı denetim sistemleri de kullanılmaktadır. DSP, tasarımda esneklik sağlamakta, daha karmaşık denetim algoritmalarının kullanımına izin vermektedir [1]. İşlemci kullanımında gelinen son nokta ise Alanda Programlanabilir Kapı Dizileri'dir (FPGA) [15-16]. Bu cihazlarla çok daha yüksek performanslı denetim işlemi gerçekleştirilebilmektedir.

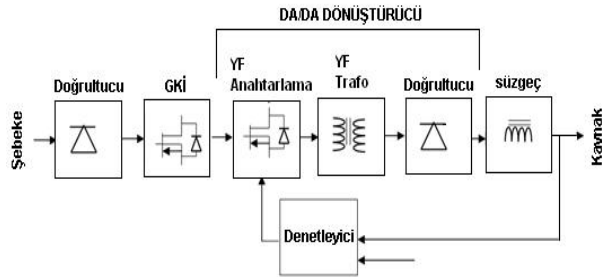
Bu çalışmada, 200 A gücünde bir DA kaynak makinesinin güç ve denetleyici devre tasarımları çalışmaları anlatılmakta ve gerçekleştirilen sistemden elde edilen sonuçlar sunulmaktadır. Gerçekleştirilen sistem, ikili ileri (dual forward) DA-DA dönüştürücü yapısını kullanmakta olup, anahtarlama frekansı 65 kHz olarak seçilmiştir. Sisteme modülerlik kazandırmak için iki adet dönüştürücü kullanılmış; bu dönüştürücülerin girişleri seri çıkışları ise paralel bağlanmıştır.

Makalede yapılan çalışma ülkemiz açısından özgünlük içermektedir. Ülkemizde kaynak üretici firmaların önemli bir bölümü evirici tür makineleri ithal etmektedir. Evirici tür makine üretkenler ise genelde rezonans devreleri kullanmaktadır. Bu tür devrelerin verimi daha yüksek olabilmekle birlikte, denetimi daha karmaşıktır ve kullanılan elemanların akım değerleri yüksek olmak zorundadır. Makalede önerilen modüler yapı ise Türkiye'de üretilen kaynak makinelerinde kullanılmamaktadır.

Makalenin 2. Bölümünde güç devresinin tasarımı, 3. Bölümünde denetleyici tasarımı, 4. Bölümde ise benzetim ve deneysel çalışma sonuçları verilmektedir. 5. Bölümde genel bir değerlendirme yapılmaktadır.

2. Güç Devresinin Tasarımı

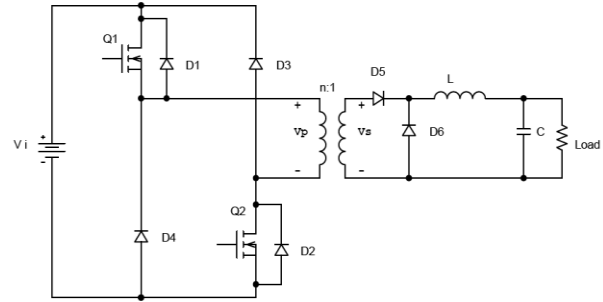
DA kaynak makinelerinin güç katı genel olarak, şebeke frekansında bir doğrultucu ve bir yalıtımlı, yüksek frekans anahtarlama DA-DA dönüştürücüdür (Şekil 1). Son yıllarda bir de, doğrultucu devre ile DA-DA dönüştürücü arasında bir güç katsayısı iyileştirme (GKİ) devresi eklenmeye başlanmıştır.



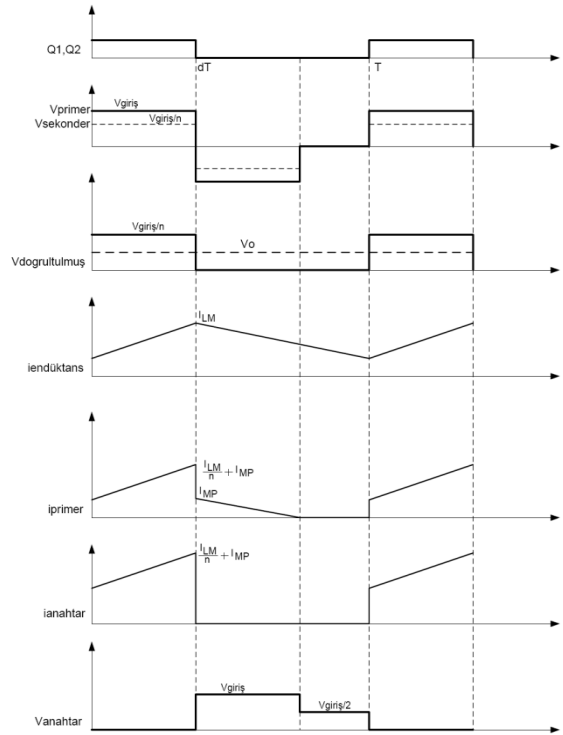
Şekil 1: Anahtarlama güç kaynağı blok diyagramı.

DA kaynak makinelerinde kullanılan yalıtımlı DA/DA dönüştürücüler yarı köprü, ikili ileri köprü veya tam köprü biçiminde olabilir. Yarı köprü devre basitlik açısından tercih edilse de yüksek güçler için doğal seçim tam köprü devredir [17]. Dönüştürücü topolojileri içerisinde kullanımı en kolay olan

yapı ise ikili ileri dönüştürücü yapısıdır [18]. Devre, iki anahtar ve iki diyottan oluşmaktadır (Şekil 2). Anahtarlar aynı anda iletme alınır ve çıkartılır. Devrenin en büyük özelliği basitliğidir. Yalnızca bir anahtarlama işlemi yapılır. Anahtarlar tıkanıldığında diyotlardan yolunu tamamlayan akımla manyetik sınırlama gerçekleştiğinden transformatörün doymaya girme sorunu yaşanmaz. Bu devrenin en kötü yanı ise transformatörünün gereğinden büyük olmasıdır. Bunun nedeni mıknatıslanma akımının tek yönlü akmasıdır. Ayrıca, çıkış dalgalanma frekansı anahtarlama frekansında olduğundan, kullanılacak süzgeç de, çıkış frekansı anahtarlama frekansının iki katı olan diğer topolojilere göre daha büyük olur. Bu dezavantajlarına karşın basitlik ve güvenilirlik nedenleriyle bu topolojinin kullanılmasına karar verilmiştir.



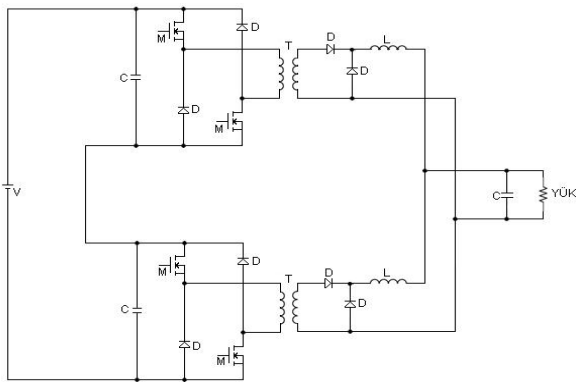
Şekil 2: İkili ileri DA-DA dönüştürücü



Şekil 3: İkili ileri dönüştürücüye ait önemli dalga biçimleri (yukarıdan aşağıya): anahtarlama gerilimi, primer ve sekonder gerilimleri, doğrultulmuş sekonder gerilimi, endüktör akımı, primer akımı, anahtar akımı, anahtar gerilimi.

Sistemin güç katında kullanılan yapı Şekil 4'te gösterilmektedir. Görüldüğü gibi iki adet dönüştürücü kullanılmaktadır. Dönüştürücülerin girişleri seri olarak

bağlanmakta ve böylece bara gerilimi ikiye bölünmektedir. Dönüştürücülerin çıkışları, transformatör sekonderlerindeki doğrultucular üzerinden paralel bağlanmakta ve böylece de yük akımı dönüştürücülere paylaştırılmaktadır. Seri Giriş Paralel Çıkış bağlantılı DA/DA dönüştürücülerin önemli özellikleri a) anahtar olarak iletim dirençleri küçük olan MOSFET elemanlarının kullanımına izin vermek, b) bu eleman seçimi sonucu olarak yüksek frekansta anahtarlamaya izin vermek ve c) daha küçük dönüştürme oranlarına yol açmak olarak sıralanır [19]. Belirtilen bu özellikleri nedeniyle bu uygulamada seri giriş, paralel çıkış bağlantılı yapı tercih edilmiştir. Böylece, sistemin 3 fazlı girişten beslenmesi durumunda da bu yapı kullanılabilir. Bu yapının bir başka üstün yanı da, oluşacak kayıpların daha geniş alana yayılarak soğutmanın kolaylaştırılmasıdır.



Şekil 4: Seri Giriş Paralel Çıkış Bağlantılı Modüler Dönüştürücü Yapısı

2.1. Güç Katında Kullanılacak Malzemelerin Seçimi

Çalışma frekansı, piyasada ekonomik olarak bulunabilen elemanların anahtarlama ve çekirdek kayıpları, kontrol devresinin çalışma hızı, akım algılayıcılarının bant genişlikleri gibi etkenler dikkate alınarak 65 kHz olarak seçilmiştir. Güç katında kullanılacak malzemelerin 65 kHz'de çalışan 200 A'lık kaynak makinesi elemanları için yeterli özelliklerde olması gerekmektedir. Devre elemanları için gerekli parametreler ve hesaplamalar aşağıda tek tek verilmiştir.

Sistemin giriş geriliminin nominal değeri 220 V olup, bu bara geriliminin 310 V olması anlamına gelir. Ancak, giriş geriliminde zaman zaman oluşabilecek değişimler göz önüne alınarak, bara geriliminin alt ve üst değerleri 280 V ve 350 V olarak belirlenmiştir.

Kaynak makinesi olarak kullanılacak güç devresinin minimum çıkış gücünü belirleyen EN 60974-1 standardıdır. Bu standarda göre kaynak akımı ve gerilimi arasındaki ilişki şöyledir:

$$V_{kaynak} = 0.04 I_{kaynak} + 20 \quad (1)$$

Kaynak akımı 200 Amper olacağından kaynak makinesinin çıkış uçlarında olması gereken gerilim 28 V olarak elde edilir. Ancak sekonder tarafındaki yarıiletkenlerin gerilim düşümleri ve bırakılan paylarla birlikte transformatörün sekonderindeki en düşük çıkış gerilim değerinin 34 V olması öngörülmüştür. Bu durumda transformatörün çıkışta sağlaması gerekli gücün en az $P_{kaynak} = 200 \times 34 = 6800W$ olması gerekir.

EN60974-1 standardı kaynak esnasında olması gereken en düşük gerilimi ve dolayısı ile çıkışta sağlanması gerekli gücü

belirler. Bunun yanında tasarlanan makinenin her tip örtülü elektrot ile çalışması hedeflendiğinden makinenin yüksek ark boyunda veya damla geçişlerinden sonra arkın kopmasını engelleyebilmesi için çıkış geriliminin 50 V civarına kadar yükseltilmesinin gerekliliği söz konusudur. Transformatörün dönüştürme oranı hesabında da bu gerilim değeri kullanılacaktır.

Sistemde iki tane transformatör bulunacağından, transformatör tasarımı 3400 W gücüne göre yapılmalıdır. Transformatör hesabı için kullanılacak veriler Çizelge 1'de verilmektedir.

Çizelge 1: Transformatör Tasarım Parametreleri

Çıkış gücü	3400W
Giriş DA Bara gerilimi (En)	230V (190V AA Giriş için)
Çalışma Frekansı	65 kHz
Çıkış Gerilimi	50V
Çıkış Akımı	100A
Hedef Verim	% 95
Regülasyon	% 0.5
Doluluk oranının (duty) en	% 47

65 kHz'de bakır iletkenlerin deri kalınlığı $\epsilon = 66.2 / \sqrt{65000} = 0.26$ mm'dir. Devrede, 2ϵ kalınlığında yuvarlak litz teli yerine, doldurma oranı çok daha yüksek olan folyo iletkenler kullanılmıştır.

Çekirdek seçimi için şu bağıntı kullanılmıştır [20, 21]:

$$W_a A_c = \frac{P_o}{4\eta J B f K} \quad (2)$$

Bu bağıntıda,

P_o : Çıkış gücü (W)

J: Akım yoğunluğu (A/m²)

B: Manyetik akı yoğunluğu (Tesla)

f: Frekans (Hz)

K: Doldurma Katsayısı

η : Verim

olarak tanımlanmıştır. Değerler yerine konulursa $W_a A_c = 2.31 \cdot 10^7 m^4 = 23.1 cm^4$ olarak hesaplanır.

Ferit çekirdek olarak, güç hacmi hesaplanan değere yakın ve tedariki oldukça kolay olan Cosmo Ferrites tarafından üretilen EE 6527 seçilmiştir [22]. Transformatör çekirdeğinin parametreleri Çizelge 2'de verilmektedir.

Çizelge 2: Transformatör Çekirdeğinin Parametreleri

Manyetik malzeme	CF138
A_L	8100 nH
Manyetik yol uzunluğu	147 mm
Pencere kesiti	$1.21 \times 2.22 \times 2 = 5.4cm^2$
Çekirdek kesiti	5.3 cm ²
Güç Hacmi ($W_a A_c$)	28.6 cm ⁴
Hacim	78200 mm ³
Ortalama tur uzunluğu	14 cm

Bu veriler kullanılarak primer sarım sayısı

$$N_p = \frac{v_{in}^{min} a^{max}}{f A_c \Delta B} \quad (3)$$

denkleminde $N_p = \frac{230 \times 0.47}{65000 \times 5.3 \cdot 10^{-4} \times 0.27} = 11.6$ ve transformatör dönüştürme oranı,

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{min} d^{max}}{V_{out}} = \frac{230 \times 0.47}{50} = 2.16 \quad (4)$$

olarak hesaplanır. Bu dönüştürme oranını sağlayan en yakın yuvarlama aşağıdaki gibi yapılmıştır:

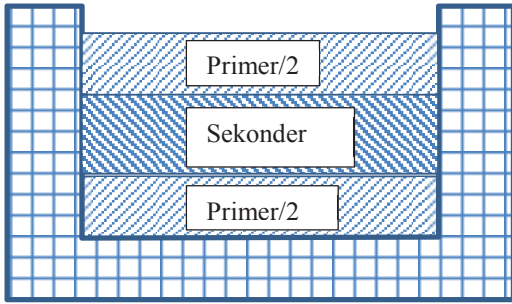
$$N_p = 11 \text{ sarım}, \quad \frac{N_p}{N_s} = 2.2, \quad N_s = 5 \text{ sarım.}$$

Bu değerlerden primer ve sekonder endüktansı hesaplanabilir.

$$L_p = N_p^2 A_L = 11^2 \times 8100 \cdot 10^{-9} = 980 \mu H$$

$$L_s = N_s^2 A_L = 5^2 \times 8100 \cdot 10^{-9} = 202.5 \mu H$$

Trafonun kaçak endüktansının olabildiğince düşük olması istendiğinden Primer/2 – Sekonder – Primer/2 şeklinde sandviç sargı tekniği kullanılmıştır. Sandviç yapı Şekil 5'te gösterilmektedir.



Şekil 5: Transformator tasarımında kullanılan sandviç yapı

Trafonun dönüştürme oranı kullanılarak maksimum, minimum ve ortalama doluluk oranı hesapları yapılabilir.

$$d^{max} = n \frac{V_o}{V_i^{min}} = 2.2 \frac{28}{280} = 0.22 \quad (5)$$

$$d^{min} = n \frac{V_o}{V_i^{max}} = 2.2 \frac{28}{350} = 0.18 \quad (6)$$

$$d^{nom} = n \frac{V_o}{V_i^{nom}} = 2.2 \frac{28}{310} = 0.20 \quad (7)$$

Her bir transformatorün sekonderinden anlık olarak 100 A akacağından, primer akımının anlık değeri

$$I_p = \frac{I_s}{n} = \frac{100}{2.2} = 45.5 A \quad (8)$$

en yüksek primer akımının etkin değeri

$$I_p^{rms} = \sqrt{d^{max}} I_p = \sqrt{0.22} \times 45.5 = 21.3 A \quad (9)$$

ve sekonder akımının etkin değeri de

$$I_s^{rms} = \sqrt{d^{max}} I_s = \sqrt{0.2} \times 100 = 46.9 A \quad (10)$$

olarak hesaplanır.

Mosfet anahtar tıklalı iken bara gerilimini görecektir. Bara geriliminin en çok 350 V'a kadar çıkması beklenmektedir. En az %50 pay bırakılması gerektiği düşünülürse seçilecek anahtarın 450-500V gerilim değerine sahip olması gerektiği açıktır. Mosfet anahtarların akımı ile primer akımının etkin değerleri yaklaşık olarak aynı olacaktır. Bu değer daha önce 21.34 A olarak hesaplanmıştı. Bu akım değerinin üzerine bir miktar dalgalanma ve bir miktar da mıknatıslanma akımı bileşeni gelecektir.

Çalışmada iki adet STW29NK50Z (500V, 31A, $R_{ds(on)} = 0.105 \Omega$) anahtarın paralel kullanılmasına karar verilmiştir.

Primerdeki diyotların üzerindeki ters gerilimin en büyük değeri, MOSFET elemanlarda olduğu gibi 350 V'tur. Bu diyotlardan yalnızca MOSFET elemanlar kesime girdiğinde mıknatıslanma akımı akar. Bu akım da oldukça küçüktür. Dolayısıyla STTH30R06 (600V, 30A, ultrafast high voltage rectifier) uygun bir seçimdir.

Sekonder diyotları dönüştürücünün çıkış tarafında olduğundan çıkış akımı (100 A) bu diyotların üzerinden akacaktır. Diyotlar üzerlerindeki en yüksek ters gerilimi V_i/n olacaktır. Bu gerilimin en büyük değeri de $350/2.2 = 160$ V olarak hesaplanır. Dolayısıyla STTH 6003CW (2x30A, 300V, High Frequency Secondary Rectifier) uygun bir seçimdir.

Çıkış süzgecinin endüktans ve kondansatör değerleri sürekli akım kipinde çalışma koşulu için geçerli bağlantılar yardımıyla hesaplanabilir [18]. Buna göre endüktans değeri

$$L = \frac{V_i/n - V_o}{\Delta I} dT = \frac{350/2.2 - 28}{60} \times 0.21 \times 15.4 \times 10^{-6} = 7.07 \mu H \quad (11)$$

olarak bulunur. Çalışma sırasındaki değişimler dikkate alınarak 10 μH seçilmesi uygundur. Çıkış süzgecinin kapasite değeri için de

$$C = \frac{\Delta I}{8 f \Delta V} = \frac{62.3}{8 \times 85 \times 10^3 \times 8.67} = 13.8 \mu F \quad (12)$$

elde edilir. Ancak, bu devre bir kaynak makinesinde kullanılacağından çıkış gerilimini sabit tutmak gerekmemektedir. Burada küçük değerlerde bir kondansatör uygulama açısından daha uygundur. Dolayısıyla 100 nF değerinde bir kondansatör kullanılmıştır.

2.2. Kayıplar

Tüm yarıiletken elemanlarının kayıpları üreticilerin sağladığı teknik bilgiler yardımıyla hesaplanabilir. Buna göre,

Doğrultucu diyotun ters toparlanma kaybı Eş. 13'den, iletim kaybı da Eş. 14'ten hesaplanır [18].

$$P_{kayıp_{d-tt}} = \frac{1}{2} I_{RRM} t_{rr} V_B f_{sw} \quad (13)$$

$$P_{kayıp_{d-ii}} = (1 - d) V_F I_F \quad (14)$$

Ancak, doğrultucu diyodu devrede olmadığı anlarda serbest döngü diyodu akımı taşıdığından, devrede sürekli bir diyot bulunmaktadır. Bu nedenle, toplam diyot iletim kaybı için

$$P_{kayıp_{d-ii}} = V_F I_F \quad (15)$$

bağıntısı kullanılabilir. Seçilen diyot elemanı yüksek frekanslarda çalışmaya uygun olup, ters toparlanma kaybı oldukça küçüktür. Bu nedenle yalnızca iletim kaybının hesaplanması yeterlidir. Her bir diyottan 50 A aktığından, bu akım değeri için verilen gerilim düşümü de 1.1 V olduğundan diyodun iletim kaybı,

$$P_{kayıp_{d-ii}} = 1.1 \times 50 = 55 W \quad (16)$$

olarak hesaplanır. Bir modülde iki tane diyot paralel çalıştığından modülün toplam diyot kaybı 110 W olacaktır. Tüm sistemin sekonder diyotlarının toplam kaybı ise 220 W olacaktır.

Mosfetin anahtarlama kaybı (11)'den, iletim kaybı da (12)'den hesaplanabilir.

$$P_{kayıp_{M-sw}} = \frac{1}{2} f_{sw} V_{sw} I_{sw} (t_{rise} + t_{fall}) \quad (17)$$

Mosfetin iletim kaybı:

$$P_{kayıp_{M-il}} = d R_{ds(on)} I_{sw}^2 \quad (18)$$

Seçilen elemanın parametreleri şu biçimdedir:

$$t_{rise} = 45 \text{ ns}, t_{fall} = 33 \text{ ns}, R_{ds(on)} = 0.13 \Omega$$

Buna göre;

$$P_{kayıp_{M-sw}} = \frac{1}{2} \times 65 \times 10^3 \times 310 \times 22.75 \times (45 \times 10^{-9} + 33 \times 10^{-9}) = 0.8 \text{ W}$$

Her bir dönüştürücüde iki adet anahtar kullanıldığından ve her anahtar da iki MOSFET paralel çalıştığından ve toplam iki dönüştürücü olduğundan anahtarlama kayıpları 6.4 W olarak hesaplanabilir. İletim kayıpları ise

$$P_{kayıp_{M-il}} = 0.22 \times 0.13 \times 22.75^2 = 14.8 \text{ W}$$

olarak hesaplanır. Yine toplam MOSFET sayısı göz önüne alınarak toplam iletim kaybı $4.8 \times 8 = 118.4 \text{ W}$ olarak bulunur.

Primer diyotların üzerinden sadece mıknatıslanma akımı aktığından bu diyotların kayıpları göz ardı edilebilir. Buna göre sistemin toplam yarıiletken kaybı $220+6.4+118.4=344.8 \text{ W}$ olarak hesaplanır.

Transformatörün pencere yüksekliğinin karkas tabanından 2 mm, bobinin üst yüzeyinden 1.5 mm'lik kısmı ve primer ile sekonder arası yalıtım için 2 mm yalıtım mesafeleri toplam pencere yüksekliğinden düşülürse, primer ve sekonder için kalan pencere mesafesi $12.1 - 2 - 1.5 - 2 = 6.6 \text{ mm}$ olur.

Primer ve sekonderin kapladıkları hacimler eşit ($6.6 / 2 = 3.3 \text{ mm}$) olarak alınarak, Primer için tur yüksekliği = $3.3 \text{ mm} / 11 \text{ sarım} = 0.3 \text{ mm}$ olarak hesaplanır. Bu yüksekliğin 0.15 mm'lik kısmı bakır folyo iletim için, 0.1 mm lik kısmı ise sarımlar arası yalıtım malzemesi için kullanılmış, geri kalan 0.05 mm lik boşluk ise sarım sırasında oluşabilecek kabarma payı olarak bırakılmıştır.

İletken genişliği ise pencere genişliğinden karkas ve yalıtım payı düşülerek $40-2-2 = 36 \text{ mm}$ olarak belirlenmiştir. Bu durumda primer iletim kesiti $0.15 \times 36 = 5.4 \text{ mm}^2$ olur.

Ortalama sarım uzunluğu 14 cm olduğundan, primer iletim uzunluğu $14 \times 11 = 154 \text{ cm}$ 'dir. Primer iletim direnci ise

$$\frac{\sigma * l}{s} = \frac{0.01724 * 1.54}{5.4} = 4.91 \text{ m}\Omega$$

olarak hesaplanır. Buradan primer bakır kaybı,

$$27.3^2 \times 4.91 \times 10^{-3} = 3.66 \text{ W} \text{ olur.}$$

Sekonder için tur yüksekliği = $3.3 \text{ mm} / 5 \text{ sarım} = 0.66 \text{ mm}$ olarak hesaplanır. Bu yüksekliğin 0.45 mm'si primer için kullanılan folyodan 3 adet üst üste sarmak için, 0.20 mm'si sarımlar arası yalıtım için kullanılmıştır.

Bu hesaplamaların sonucunda:

$$\text{Sekonder iletim kesiti } 36 \times 0.45 = 16.2 \text{ mm}^2$$

$$\text{Sekonder iletim uzunluğu } 14 \times 5 = 70 \text{ mm}$$

$$\text{Sekonder iletim direnci } \frac{\sigma l}{s} = \frac{0.01724 \times 0.7}{16.2} = 745 \mu\Omega$$

$$\text{Sekonder bakır kaybı, } 46.9^2 \times 745 \times 10^{-6} = 1.64 \text{ W} \text{ olur.}$$

Buna göre toplam bakır kaybı $P_{cu} = P_p + P_s = 3.66 + 1.64 = 5.3 \text{ W}$ olur.

Çekirdek kaybı (üretici teknik değerlerinden 65 kHz, 250 mT – için yaklaşık olarak), 600 kW/m^3 olarak elde edilir. Çekirdek hacmi 78200 mm^3 olduğundan,

$$P_{core} = \frac{78200}{10^9} \times 600000 = 47 \text{ W} \text{ olarak, transformatörün toplam kayıpları da } P_{tr,total} = P_{cu} + P_{core} = 5.3 + 47 = 52.3 \text{ W} \text{ olarak bulunur.}$$

Yukarıda hesaplanan tüm kayıp değerleri kullanılarak tam yük altında sistem verimi hesaplanabilir.

Sistemin toplam kayıpları, yarıiletken kayıpları (344.8 W) ve transformatör kayıpları (52.3 W) toplanarak 397.1 W olarak bulunur. Buna göre sistem verimi,

$$\eta = \% \frac{P_o}{P_o + \Sigma P_{kayıp}} 100 = \% \frac{5600}{5600 + 397.1} 100 = \%93.3$$

olur. Gerçekte çeşitli iletim kayıpları ve snubber kayıpları nedeniyle toplam verim daha düşük olacaktır.

3. Denetleyici Tasarımı

Kaynak makinası uygulamalarında güç dönüştürücü kapalı çevrim olarak çalışır. Kapalı çevrim için denetleyici tasarlanabilmesi için dönüştürücünün küçük işaret analizi yapılması gereklidir. Bu bölümde [14] ve [20] numaralı kaynaklarda ayrıntılı olarak anlatılan küçük işaret analizi yönteminin, çalışma kapsamındaki ikili ileri dönüştürücü yapısına uyarlanması anlatılmaktadır. Bu uygulamanın ayrıntıları [23] numaralı kaynakta bulunabilir.

Bu analiz için gerekli tanımlamalar aşağıda yapılmıştır:

$$v_i(t) = V_i + \tilde{v}_i(t) \text{ Giriş Gerilimi}$$

$$v_s(t) = V_s + \tilde{v}_s(t) \text{ Sekonder Gerilimi}$$

$$v_o(t) = V_o + \tilde{v}_o(t) \text{ Çıkış Gerilimi}$$

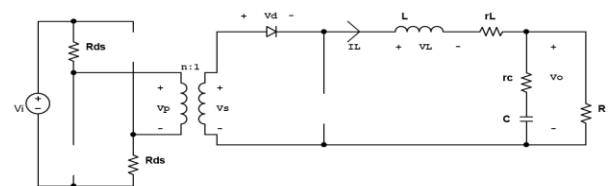
$$i_L(t) = I_L + \tilde{i}_L(t) \text{ Endüktans akımı}$$

$$i_p(t) = I_p + \tilde{i}_p(t) \text{ Primer akımı}$$

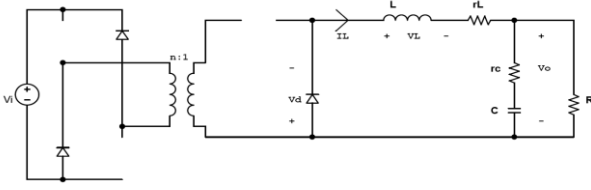
$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \text{ Doluluk oranı (duty cycle)}$$

Burada, $V_s, V_o, I_L, I_p, D, V_i$ çalışma noktası ortalama değerleridir. Yani sabit değerlerdir. $\tilde{v}_s(t), \tilde{v}_o(t), \tilde{i}_L(t), \tilde{i}_p(t), \tilde{d}(t), \tilde{v}_i(t)$ ise ortalama değer çevresindeki küçük genlikli değişimleri göstermektedir.

Küçük işaret modeli çıkartılırken, anahtarlama devrenin farklı modlardaki eşdeğerlerini kullanmak gereklidir. Her mod için eşitlikler yazılmalı ve eşitliklerin ortalaması alınmalıdır. Şekil 6'da anahtarlar iletimde iken ve Şekil 7'de de anahtarlar kesimde iken eşdeğer devre yapısı görülmektedir. Bağlantılar çıkartılırken tranzistörün iletim direnci, süzgeç elemanlarının eşdeğer seri dirençleri gibi parazitik elemanlar da göz önüne alınmıştır.



Şekil 6: Anahtarlar iletimde ($0 < t < dT$)

Şekil 7: Anahtarlar kesimde ($dT < t < (1-d)T$).

Gerekli işlemler yapıldıktan sonra çıkış gerilimi ile doluluk oranı ve giriş gerilimindeki küçük değişimlere karşılık çıkış geriliminin tepkisi şu biçimde ifade edilebilir [20, 23].

$$\tilde{v}_o(s) = \frac{\left(\frac{V_i}{n} - \frac{4R_{ds}I_L D}{n^2}\right) \frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}}{\left(1 + \frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}\right) \left(sL + \left(\frac{2R_{ds}D^2}{n^2} + r_L\right)\right)} \tilde{d}(s) + \frac{\frac{R(1+sCr_c)D}{1+sC(R+r_c)}}{\left(1 + \frac{R(1+sCr_c)}{1+sC(R+r_c)}\right) \left(sL + \left(\frac{2R_{ds}D^2}{n^2} + r_L\right)\right)} \tilde{v}_i(s) \quad (19)$$

(19) doluluk oranındaki değişimin 0 olduğu varsayılarak düzenlenirse giriş gerilimi-çıkış gerilimi transfer fonksiyonu (20)'deki gibi, giriş gerilimindeki değişimin 0 olduğu

varsayılarak düzenlenirse, kontrol-çıkış gerilimi transfer fonksiyonu (21)'deki gibi elde edilir.

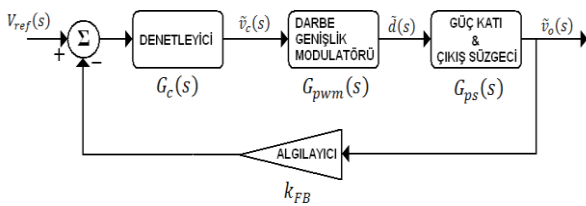
$$G_{v_i} = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_i(s)} \right|_{\tilde{d}(s)=0} = D \frac{1}{n} \frac{R(1+sCr_c)}{s^2(LC(R+r_c)) + s\left(C\left(Rr_c + (R+r_c)\left(\frac{2R_{ds}D^2}{n^2} + r_L\right)\right) + (R+r_L + \frac{2R_{ds}D^2}{n^2})\right)} \quad (20)$$

$$G_{v_d} = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{v}_i(s)=0} = \left(\frac{V_i}{n} - \frac{4R_{ds}I_L D}{n^2}\right) \left(1 + \frac{2R_{ds}D^2}{Rn^2}\right) \frac{1+sCr_c}{\left(\frac{s}{\frac{1 + \frac{2R_{ds}D^2}{n^2}}{1+R} \frac{LC}{LC}}\right) + \left(\frac{s}{\frac{1 + \frac{2R_{ds}D^2}{n^2}}{1+R} \frac{LC}{LC}} + 1\right)} \quad (21)$$

İşlemlerin sadeliği açısından $R_{ds} = 0$ ve $r_L = 0$ alınırsa güç katının kazanç ifadesi şöyle olur:

$$G_{v_d} = \left. \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{v}_i(s)=0} = \left(\frac{V_i}{nLC}\right) \frac{1+sCr_c}{s^2 + s\left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c}{LC}\right) + \frac{1}{LC}} \quad (22)$$

Güç dönüştürücüsünün kapalı çevrim denetimi gerilim veya akım üzerinden yapılabilir. Şekil 8'de gerilim tabanlı denetleyici yapısı gösterilmektedir.



Şekil 8: Gerilim tabanlı denetleyici yapısı

Kapalı çevrim denetleyicinin döngü transfer fonksiyonu şu biçimdedir:

$$G_L(s) = k_{FB} \times G_c(s) \times G_{pwm}(s) \times G_{ps}(s) \quad (23)$$

k_{FB} algılayıcının kazancı olup $k_{FB} = V_{ref}/V_o$ biçiminde ifade edilir. Bu uygulamada değeri $k_{FB} = 5/28 = 0.18$ seçilmiştir.

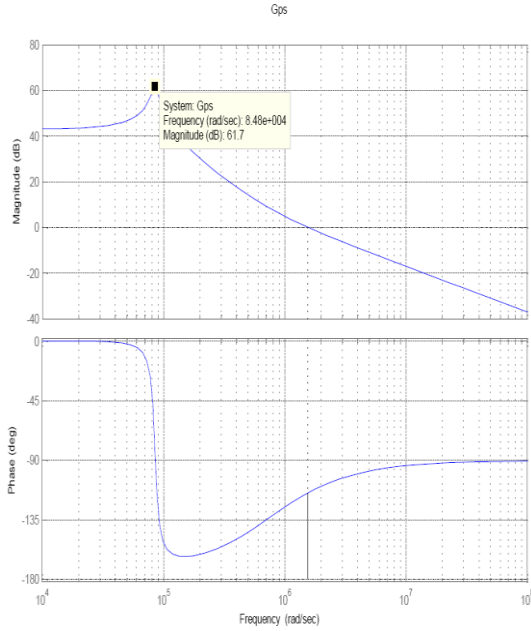
Darbe genişlik modulatorünün kazancı ise $G_{pwm}(s) = \tilde{d}(s)/\tilde{V}_{triangle} = 1/5 = 0.2$ olarak hesaplanmıştır.

Transfer fonksiyonun kesim frekansı

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{10 \cdot 10^{-6} + 13.8 \cdot 10^{-6}}} = 85 \text{ kHz}$$

olarak bulunur. Bu veriler kullanılarak güç katının genlik ve faz değişim grafikleri Şekil 9'da görüldüğü gibi elde edilmiştir.

Bu sistem için kararlı bir denetleyici tasarlarken özellikle dikkat edilmesi gereken noktalar, kapalı sistemin hızlı olabilmesi için kesim frekansının (f_c) mümkün olduğunca yüksek seçilmesi ve faz payının (ϕ_{pm}) $45^\circ - 60^\circ$ arasında olmasıdır. Bu denetleyici için seçimler $f_c = 151 \text{ kHz}$ ve $\phi_{pm} = 60^\circ$ olarak yapılmıştır. Bu özelliklere sahip denetleyici "k çarpanı" yaklaşımıyla tasarlanabilir [24].



Şekil 9: Güç katı kazanç ve faz değişim eğrileri

“k çarpanı” yaklaşımında önerilen denetleyici yapısı şu biçimdedir:

$$G_c(s) = \frac{k_c (1+s/\omega_z)^2}{s (1+s/\omega_p)^2} \quad (24)$$

Gerekli işlemlerin yapılmasının ardından

$$\omega_z = 2\pi f_z = 197.343$$

$$\omega_p = 2\pi f_p = 4561.344$$

$$\phi_{boost} = 133^\circ$$

$$K_{boost} = \tan\left(45^\circ + \frac{133^\circ}{4}\right) = \tan(78.25^\circ) = 4.8$$

$$k_c = |G_c(s)|_{f_c} \frac{\omega_z}{K_{boost}} = 0.415 \frac{197.343}{4.8} = 17000$$

elde edilir. Yukarıda belirtilen yöntem ve katsayıların hesaplanması ile ilgili ayrıntılar [23] ve [24] numaralı kaynaklarda verilmektedir.

Bu değişkenler yardımıyla denetleyicinin transfer fonksiyonu

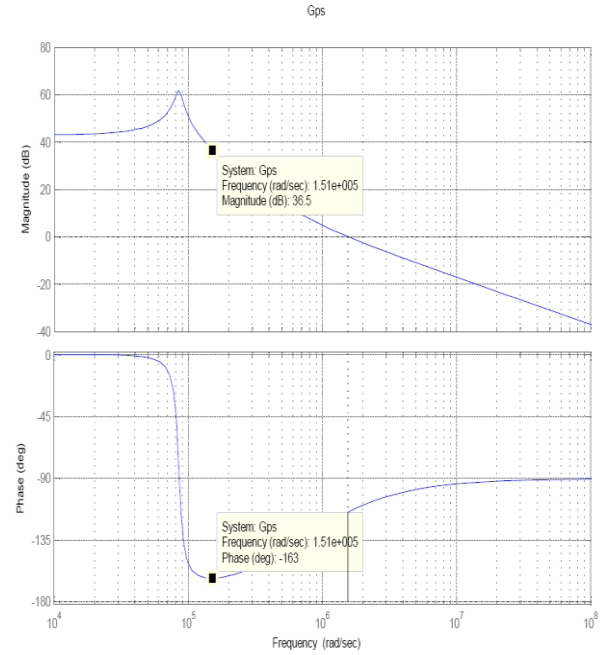
$$G_c(s) = \frac{9082201s^2 + 3.58 \cdot 10^{12}s + 35.3 \cdot 10^{16}}{s^3 + 9122688s^2 + 2.1 \cdot 10^{13}s} \quad (25)$$

olur. Bu fonksiyon kullanılarak kapalı çevrim transfer fonksiyonu elde edilir ve genlik-açı değişimleri çizdirilebilir.

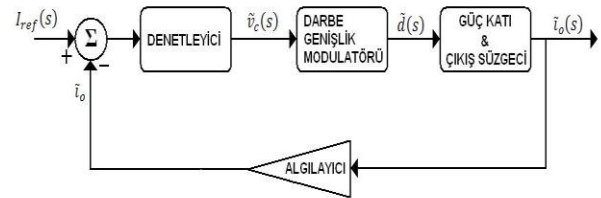
Görüldüğü gibi, istenilen bant genişliği ve faz payı değerleri elde edilmiştir.

Her ne kadar denetleyici tasarımında gerilim tabanlı bir sistem göz önüne alınmışsa da, sabit akımlı kaynak makinası tasarlarken, sistemin kontrolü çıkış akımını regüle edilmesini gerektirir [14]. Şekil 11’de kapalı çevrim çıkış akımı regüle edilen sistem görülmektedir. Bu yapıda, geliştirilmiş olan dönüştürücü transfer fonksiyonu, “Güç Katı ve Çıkış Süzgeci” bloğu içerisinde yer almaktadır.

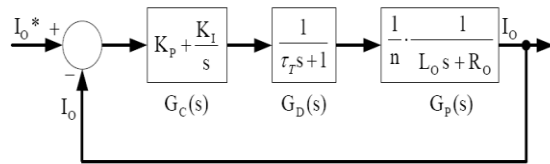
DA-DA dönüştürücünün yaklaşık olarak ideal kabul edilerek ve yalnızca anahtarlama frekansına bağlı olarak bir denetim gecikmesinin denetleyici bloğuna dâhil ederek, sistemin mertebesi düşürülebilir. Bu gecikme genel olarak anahtarlama periyodunun yarısı kadar alınır. Bu uygulamadaki gecikme miktarı 7.7 µs olarak alınmıştır. Akım tabanlı denetleyicinin indirgenmiş yapısı Şekil 12’de gösterilmektedir [14].



Şekil 10: Kapalı çevrim transfer fonksiyonu genlik ve faz değişimleri.



Şekil 11. Kapalı çevrim akım kontrollü dönüştürücü blok diyagramı.



Şekil 12. Akım tabanlı kapalı çevrim denetleyicili dönüştürücünün indirgenmiş modeli

$G_p(s)$ transfer fonksiyonu

$$G_p(s) = \frac{1}{n} * \frac{1}{sL_o + R_o} \quad (26)$$

biçiminde olup, burada

n : trafonun dönüştürme oranı, L_o : çıkış süzgeç endüktansı ve R_o : yük direncidir.

Kutup-sıfır yok etme kuralı uygulanarak, $G_p(s)$ 'nin kutbu PI denetleyici transfer fonksiyonunun sıfırıyla yok edilebilir. Kutbu sıfırla yok etme esasında K_p 'nin K_I 'ya oranı toplam endüktansın toplam dirence oranına eşittir [14].

$$\frac{K_p}{K_I} = \frac{L_o}{R_o} \quad (27)$$

Sistemin açık çevrim transfer fonksiyonu şöyledir;

$$G_{OL}(s) = \frac{K_I / (n * R_o)}{s(\tau_T s + 1)} \quad (28)$$

Sistemin 2. mertebeden kapalı çevrim transfer fonksiyonu yukarıdaki ifadelerin sadeleştirilmesi ile şöyle elde edilir:

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (29)$$

ω_n : sönümlenmemiş doğal frekans

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_I / (n * R_o)}{\tau_T}} \quad (30)$$

ζ : sistemin sönümlenme oranı

$$\zeta = \frac{1}{2 * \sqrt{\tau_T K_I / (n * R_o)}} \quad (31)$$

ζ , 0.707 seçilerek karmaşık eşlenik kapalı çevrim kutupları ve sol yarı düzlemde bulunan sönümsüz sistem davranışı elde edilir.

$$K_I = \frac{(n * R_o)}{4 * \zeta^2 \tau_T} \quad (32)$$

Bu bağıntılar kullanılarak $K_I = 4979$ ve $K_p = 0.35566$ biçiminde hesaplanır.

4. Benzetim ve Deneysel Çalışma Sonuçları

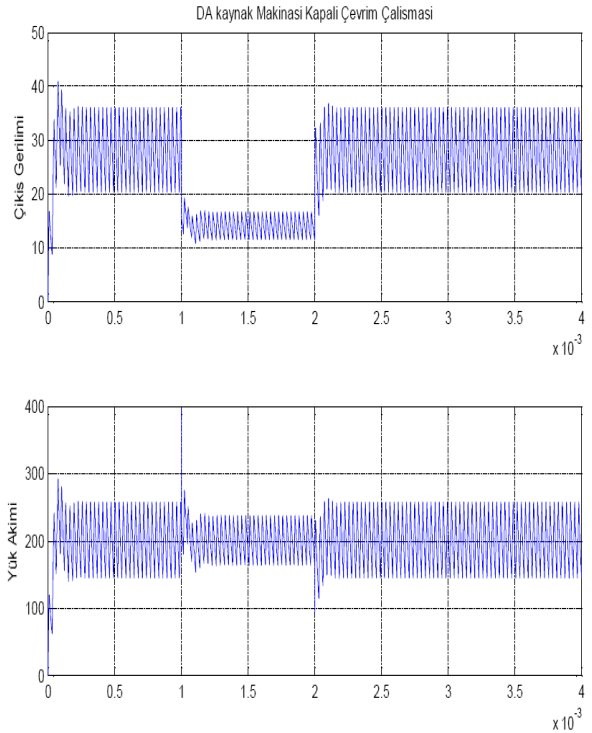
Gerilim modlu denetleyiciün s domenindeki tasarımı revize ederek elde edilen akım denetleyiciyle akım kompanzasyonlu devrenin benzetimi MATLAB SIMULINK ortamında yapılmıştır. Kaynak işleminin bir dirençle gösterildiği benzetimde devre 5 ms boyunca çalışmakta olup, 1 ms'den 2 ms'ye kadar olan aralıkta yük için konulan 0.14 ohm'luk dirence paralel 0.14 ohm'luk bir direnç devreye girerek, bu aralıkta yükün yarı yarıya azalmasına dayalı sistemin tepkisi incelenmeye çalışılmıştır. Benzetim modelinde, referans akımla gerçek akım karşılaştırıldıktan sonra hesaplanan akım hatası, transfer fonksiyonuna girdi olarak alınmış, s domenindeki bu bloğun çıkışında anahtarlar için gerekli doluluk oranı elde edilmiştir.

Benzetim çalışmalarında kullanılan diğer parametreler Çizelge 3'te verilmektedir. Benzetimde tüm yarıiletkenler ideal varsayılmıştır.

Çizelge 3: Benzetim Çalışmalarında Kullanılan Parametreler

DA Bara Gerilimi	540 V
Transformatör Dönüştürme Oranı	2.2
Süzgeç Endüktansı	10 μ H
Süzgeç Kondansatörü	13.8 μ F
Süzgeç Kondansatörü Eşdeğer Seri Direnci	0.1 Ω
Oransal kazanç K_p	0.356
İntegral kazanç K_I	4979
Benzeticide kullanılan hesaplama yöntemi	ODE45
Adım Aralığı	Otomatik

Benzetim sonucunda elde edilen çıkış gerilimi ve akımı işaretleri Şekil 13'te gösterilmektedir.

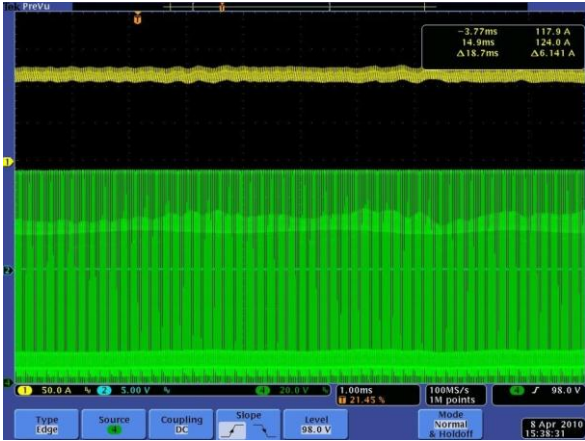


Şekil 13: DA kaynak makinesi akım kontrollü benzetimde sırasıyla çıkış gerilimi ve yük akımı.

Görüldüğü üzere, yük değiştiğinde gerilim de değişmekte, ancak kaynak akımı referans değerinde sabit tutulabilmektedir.

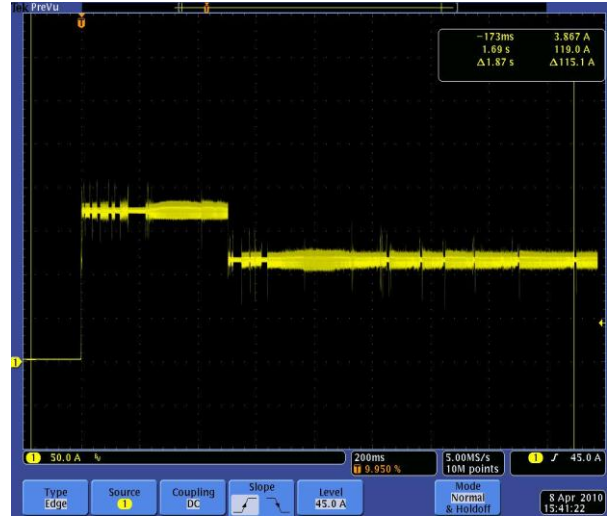
Tasarımı yapılan devrenin prototipi de geliştirilmiş ve laboratuvar ortamında gerçek kaynak işlemi yapılarak devre sınamıştır. Denemeler sırasında 2.5, 3.25 ve 4 mm çapında elektrotlar kullanılarak, ST37 özelliklerindeki iki metal üzerinde elektrot kaynağı (MMA Kaynağı) gerçekleştirilmiştir.

Deneyler sırasında akım, gerilim ve güç ölçümleri yapılmıştır. Akım ve gerilim ölçümleri için Tektronix MSO4034 osiloskop (TCP303 akım, DP25 Diferansiyel gerilimi probları) kullanılmıştır. Güç ölçümü için ise Fluke 434A Güç Kalitesi Analizörü kullanılmıştır.



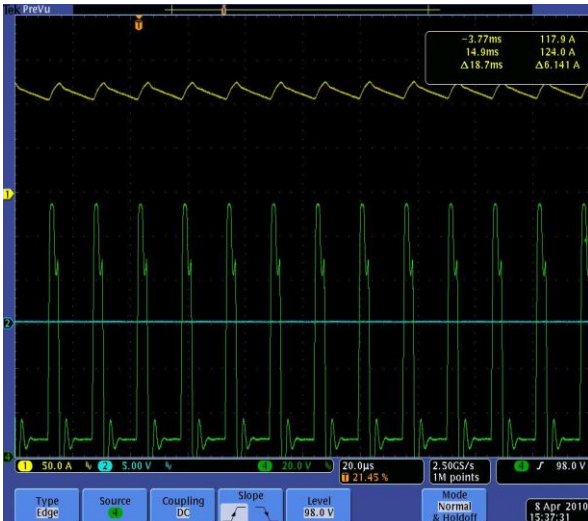
Şekil 14: Kaynak işlemi sırasında akım ve gerilimler. A) toplam çıkış akımı, b) ark gerilimi.

Şekil 14 ve Şekil 15'te kaynak işlemi sırasında alınan akım ve gerilim dalga şekilleri verilmektedir. Bu işlemler sırasında kaynak akımının değeri 120 A'ye ayarlanmıştır. Şekil 15, Şekil 14'teki dalgaların ayrıntılı halini göstermektedir. Şekil 16'da ise sıcak başlangıç (hot start) işlemine ait dalga biçimleri gösterilmektedir. Bu, işlem ilk başlarken kaynağın yüksek akımda yapılması sürecidir. Bu süreçte kaynak akımı referans akımın yaklaşık %50 fazlasına ayarlanır. Normal olarak 120 A'de kaynak yapılacak olmasına karşın ilk aşamada makine 175 A ile başlamakta, yarım saniye sonra ise akım referans değerine düşürülmektedir.



Şekil 16: Kaynak işleminde 0.5 s süreli sıcak başlangıç süreci (kaynak akımı).

Tasarım çalışmalarının aktarılması sırasında belirtildiği üzere, sistem iki paralel koldan oluşmaktadır. İki köprünün girişleri seri, çıkışları paralel bağlıdır. Şekil 17'de, tam yük akımında (200 A) çalışma durumunda iki kolun gerilimleri, Şekil 18'de de akımları eşit paylaştığı gösterilmektedir.



Şekil 15: Kaynak işlemi sırasında akım ve gerilimler. A) toplam çıkış akımı, b) ark gerilimi.



Şekil 17: Dönüştürücülerin bara gerilimini paylaşımı. (yukarıdan aşağıya) a) DA bara gerilimi, b) birinci seri kol gerilimi, c) ikinci seri kol gerilimi, d) yük akımı.



Şekil 18: Dönüştürücülerin yük akımını paylaşımı.
(yukarıdan aşağıya) a) Toplam çıkış akımı (200A), b)
birinci koldaki endüktans akımı, c) ikinci koldaki
endüktans akımı

5. Değerlendirmeler

Elde edilen deneysel sonuçlar, geliştirilen kaynak makinesinin istenen niteliklere sahip olduğunu göstermektedir. Sistem, hedeflenen akım düzeylerinde kaliteli olarak DA kaynak yapabilmektedir. 200 A düzeyi elde edilebilmiştir. Denetim sistemi sağlıklı olarak çalışmıştır. Sistem kısa devre edilerek denenmiş ve akım kaynağı gibi davrandığı gözlemlenmiştir.

Sistem üzerinde yapılan güç ölçümünde ise şu sonuçlar elde edilmiştir.

Giriş gücü:	6.34 kW
Çıkış Akımı:	200.7 A DA
Çıkış gerilimi:	28.06 V DA

Dolayısıyla sistemin verimi

$$\% 100 \times \frac{200.7 \times 28.06}{6340} = \% 88.83$$

olarak hesaplanır. Bu tasarım sürecinde öngörülenden küçük olmakla birlikte gerçekçidir. Farkın nedeni, bağlantı kayıpları ve özellikle snubber kayıplarının göz önüne alınmamış olmasıdır. Devrede tikamaya geçişi yumuşatmak amacıyla her MOSFET için bir RCD bastırıcı devresi ($R=10 \Omega$, $C=4.7 \text{ nF}$) kullanılmıştır.

6. Sonuç

Bu makalede 5.6 kW (200 A) gücünde bir DA kaynak makinesinin güç ve denetim devrelerinin tasarım ve gerçekleştirilme süreci özetlenmiştir. Geliştirilen makinede DA/DA dönüştürücü olarak ikili ileri topoloji seçilmiştir. Makineye modüler bir yapı kazandırmak için iki adet dönüştürücü, girişleri seri çıkışları paralel bağlanacak biçimde tasarlanmış ve üretilmiştir. Böylece, tek dönüştürücüden oluşturulan makineye göre biraz daha büyük olsa da, daha verimli ve güvenilir bir sistem elde edilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlar, geliştirilen kaynak makinesinin tepki

hızının, kaynak kalitesinin ve veriminin istenen niteliklerde olduğunu göstermektedir.

Geliştirilen kaynak makinesinin kalitesinin daha da artırılması için girişinde bir güç katsayısı iyileştirme devresine gereksinim vardır. Ayrıca, elektrik arkının modeli üzerinde çalışmalar yapılarak daha kaliteli bir denetleyici tasarımı yapılabilir.

Teşekkür

Bu çalışma, Nuriş Elektrik ve Kaynak Makineleri San. ve Tic. A.Ş. ile yürütülen ve T.C. Sanayi ve Ticaret Bakanlığı tarafından desteklenen 00078.STZ.2007-1 numaralı San-Tez projesi kapsamında gerçekleştirilmiştir. Yazarlar, destek için teşekkür ederler.

7. Kaynaklar

- [1] Bayindir, N.S., Kukrer, O., Yakup, M., "DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications", IEE Electric Power Applications, Volume 150, Issue 3, 365 – 371, 2003.
- [2] Pollock, H., Flower, J.O., "Design, simulation and testing of a series resonant converter for pulsed load applications", Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994, 256 – 261.
- [3] Frohlike, N., Munding, H., Beineke, S., Wallmeier, P., Grotstollen, H., "Resonant transition switching welding power supply", 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Volume 2, 1997, 615 – 620.
- [4] Theron, P.C., Ferreira, J.A., Fetter, J.C., Koertzen, H.W.E., "Welding power supplies using the partial series resonant converter", International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993, vol.2, 1319 – 1324.
- [5] Pollock, H., Flower, J.O., "Series-parallel load-resonant converter for controlled-current arc welding power supply", IEE Electric Power Applications, Volume 143, Issue 3, 211 – 218, 1996.
- [6] Dede, E.J., Esteve, V., Jordan, J., Gonzalez, J.V., Maset, E., "On the design and control strategy of high power, high frequency converters for tube welding applications", Power Conversion Conference, 1993, 257 – 264.
- [7] Wu, T.-F., Yang, H.-P., Pan, C.-M., "Analysis and design of variable frequency and phase-shift controlled series resonant converter applied for electric arc welding machines", 21st International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Volume 1, 656 – 661.
- [8] Zeng, X.M., Parker, A.B., Lucas, J., "High-frequency TIG-welding power supply with microprocessor control", IEE Proceedings Science, Measurement and Technology, A, Volume 137, Issue 4, 184 – 192, 1990.
- [9] Pollock, H., Flower, J.O., "New method of power control for series-parallel load-resonant converters maintaining zero-current switching and unity power factor operation", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 12, Issue 1, 103 – 115, 1997.

- [10] Marques, S. Cruz, C. Antunes, F. Farias, J., “Step down converter with hysteretic current control for welding applications”, IECON 97. Volume: 2, 676 – 681.
- [11] Morimoto, K., Doi, T., Manabe, H., Ahmed, N.A., Hyun-Woo Lee, Mutsuo Nakaoka, Ahmed, T., Hiraki, E., “Dual utility AC voltage line operated soft switching PWM DC-DC power converter with high frequency transformer link for arc welding equipment”, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2005, Volume 2, 1084 – 1089.
- [12] Morimoto, K., Doi, T., Manabe, H., Ahmed, N.A., Hyun-Woo Lee, Nakaoka, M., “Advanced high frequency transformer linked soft switching PWM DC-DC power converter with utility AC dual voltage modes for low voltage and large current applications”, European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, 1-10.
- [13] Morimoto, K., Doi, T., Manabe, H., Ahmed, N.A., Hyun-Woo Lee, Nakaoka, M., Ahmed, T., “An innovative DC busline active snubber-assisted soft switching PWM DC-DC power supply with high frequency transformer for high performance arc welder”, Industry Applications Conference, 2005, Volume 3, 1965 – 1972.
- [14] Uslu M., “Analysis, Design, and Implementation of a 5 kW zero voltage switching phase-shifted full-bridge DC/DC Converter based power supply for arc welding machines”, Yüksek Lisans Tezi, ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, (2006).
- [15] Dede, E.J., Jordan, J., Esteve, V., Cases, C., “New investigations on short-circuit behaviour of current-fed inverters for induction tube welding”, International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2001. Volume 2, 760 – 763.
- [16] Vieira, P., Jr., Pinto, J.A.C., Bolhosa, D.M., Pereira, A.C., “Mathematical modeling and digital control for power supplies of current pulsed for welding machine”, European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, 1-8.
- [17] Lo, Y.-K., Wang, J.-M., “Current-regulated inverters with an output coupled inductor for AC arc welding machines,” IET Power Electronics, vol.1, no.4, pp.445-454, 2008.
- [18] Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P., “Power Electronics: Converters, Applications, and Design”, Wiley, 2002.
- [19] Ayyanar, R., Giri, R., Mohan, N., “Active Input–Voltage and Load–Current Sharing in Input-Series and Output-Parallel Connected Modular DC–DC Converters Using Dynamic Input-Voltage Reference Scheme” IEEE Tran. on Power Elec. vol. 19, no. 6, 1462-1473, 2004.
- [20] Erickson, R.W., Maksimovic, D., “Fundamentals of Power Electronics”, Springer, 2001.
- [21] McLyman, C.W.T., “Transformer and Inductor Design Handbook”, CRC Press, 2011.
- [22] Cosmo Ferrites Product Catalog, <http://www.cosmoferrites.com/>
- [23] Koparan A., “200 Amper, Yüksek Frekans Anahtarlamalı, DA ve AA/DA Kaynak Makinalarının Geliştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2010.
- [24] Venable, H. Dean, “Practical Techniques for Analyzing, Measuring, and Stabilizing Feedback Control Loops in Switching Regulators and Converters”, Proceedings of the Seventh National Power Conversion Conference, 1983, I2-1 to I2-17.