

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DA-DA TİPİ ÇEVİRİCİLERİN EL TABANLI MODELLENMESİ ve
PASİFİĞE DAYALI KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Hüseyin Alpaslan YILDIZ**

Anabilim Dalı : Kontrol Mühendisliği

Programı : Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Leyla GÖREN SÜMER

OCAK 2009

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DA-DA TİPİ ÇEVİRİCİLERİN EL TABANLI MODELLENMESİ ve
PASİFİĞE DAYALI KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Hüseyin Alpaslan YILDIZ
504071114**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 29 Aralık 2008

Tezin Savunulduğu Tarih : 26 Ocak 2009

**Tez Danışmanı : Prof. Dr.Leyla GÖREN SÜMER
Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Doç. Dr. Neslihan Serap ŞENGÖR
Yrd. Doç. Dr. Deniz YILDIRIM**

OCAK 2009

ÖNSÖZ

Bu çalışmamı sürekli yanımda olan ve desteğini benden eksik etmeyen eşim Fahriye YILDIZ'a ithaf etmek isterim

Öncelikle, tez çalışmam sırasında benden yardımını eksik etmeyen, her türlü desteği veren, araştırmalarımı yönlendiren ve bana moral veren değerli danışman hocam Sayın Prof. Dr. Leyla GÖREN-SÜMER'e teşekkürlerimi sunarım

Aralık 2008

Hüseyin Alpaslan Yıldız

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	xii
SUMMARY	xiv
1. GİRİŞ	1
2. KAYIPLI OLMA VE PASİFLİK	3
2.1 L_2 ve L_{2e} Uzayları	3
2.2 Pasiflik ve L_2 Kararlılığı	4
2.3 Geri Beslemeli Sistemler	5
2.4 İç Kararlılık ve Pasiflik	6
3. PASİFLİĞE DAYALI KONTROL	9
3.1 Euler-Lagrange Sistemler	9
3.1.1 Euler-Lagrange Denklemler	9
3.2 Giriş-Çıkış Özellikleri	11
3.2.1 EL Sistemlerinin Pasifliği	12
3.2.2 Hata Dinamiğinin Pasifliği	13
3.2.3 Diğer Özellikler ve Varsayımlar	14
3.2.4 Pasif Alt Sistemlere Ayrıştırma	15
3.2.5 EL Yapısını Koruyan bir Ara Bağlaşım	16
3.3 Kararlılık Özellikleri	17
3.3.1 Tam Sönümlü Sistemler	17
3.3.2 Az Sönümlü Sistemler	18
4. DA-DA ÇEVİRİCİLERİN EL TABANLI MODELLENMESİ	19
4.1 Anahtarlamalı Sistemlerin Modellenmesi	19
4.2 Değişkenler Üzerine Tartışma	21
4.3 Genel Lagrangian Model: Pasiflik Özelliği	23
4.3.1 Yapısal Durumlar	23
4.3.2 Enerji ve Kayıp Fonksiyonları	24
4.3.3 EL Modelin Özellikleri	26
4.4 DGM Kontrollü Sistemlerin Yaklaşık Modelleri	27
4.4.1 Darbe Genişlik Modülasyonu	28
4.4.2 Bazı Yapısal Özellikler	30
4.5 Manyetik Devreler	33
4.6 Örnekler	36
4.6.1 Yükseltici tip Çevirici	36
4.6.2 Alçaltıcı-Yükseltici tip Çevirici	46
4.6.3 Çapraz tip Çevirici	56
5. DA-DA ÇEVİRİCİLERİN PASİFLİĞE DAYALI KONTROLÜ	63
5.1 Çalışma Oranının Pasif Tabanlı bir Kontrolör ile Ayarlanması	63
5.2 Örnekler	63
5.2.1 Yükseltici tip Çevirici	63
5.2.2 Alçaltıcı-Yükseltici tip Çevirici	70
6. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	73
KAYNAKLAR	75

KISALTMALAR

- DA** : Doğru Akım
DGM : Darbe Geniş Modülasyonu
EL : Euler Lagrange
OSP : Çıkış Kesin Pasif
ISP : Giriş Kesin Pasif
PBC : Pasifliğe Dayalı Kontrol

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : Geri beslemeli sistem	2
Şekil 4.1 : (4.31) Denklemine ait faz diyagramı	27
Şekil 4.2 : (4.31) Denklemine ait faz diyagramı	28
Şekil 4.3 : Manyetik bağlı endüktans çiftlerinin eşdeğer gösterimi	30
Şekil 4.4 : Yükseltici tip çevirici yapısı	31
Şekil 4.5 : Yükseltici tip çevirici çalışma şekli	32
Şekil 4.6 : Yükseltici tip çevirici dalga şekilleri	32
Şekil 4.7 : Yükseltici tip çevirici sistem modeli yapısı	33
Şekil 4.8 : PSIM benzetim programında kurulan Yükseltici tip çevirici devresi	37
Şekil 4.9 : Yükseltici tip çeviricinin 'x1' değişkeni	37
Şekil 4.10 : Yükseltici tip çeviricinin 'x2' değişkeni	38
Şekil 4.11 : Yükseltici tip çeviricinin 'xo' değişkeni	38
Şekil 4.12 : Alçaltıcı-Yükseltici tip çevirici yapısı	39
Şekil 4.13 : Alçaltıcı-Yükseltici tip çevirici çalışma şekli	39
Şekil 4.14 : Alçaltıcı-Yükseltici tip çevirici dalga şekilleri	39
Şekil 4.15 : Alçaltıcı-Yükseltici tip çevirici sistem modeli yapısı	40
Şekil 4.16 : PSIM benzetim programında kurulan Alçaltıcı-Yükseltici tip çevirici devresi	44
Şekil 4.17 : Alçaltıcı-Yükseltici tip çeviricinin 'x1' değişkeni	44
Şekil 4.18 : Alçaltıcı-Yükseltici tip çeviricinin 'x2' değişkeni	44
Şekil 4.19 : Alçaltıcı-Yükseltici tip çeviricinin 'xo' değişkeni	45
Şekil 5.1 : Yükseltici tip çeviricinin kontrol edilmiş cevabı	50
Şekil 5.2 : Alçaltıcı-Yükseltici tip çeviricinin kontrol edilmiş cevabı	52

SEMBOL LİSTESİ

- \mathbb{R} : Gerçek Sayılar Kümesi
 \triangleq : Böyle tanımlanır
 L : Lagrange Denklemi
 T : Kinetik Enerji Denklemi
 V : Potansiyel Enerji Denklemi
 F : Rayleigh Kayıp Fonksiyonu
 Q : Genelleştirilmiş harici kuvvetler
 M : Giriş matrisi
 H : Toplam depo fonksiyonu
 D : Atalet matrisi
 ψ : Hata dinamikleri
 q : Genelleştirilmiş koordinatlar
 x : Sistem değişkenleri
 z : Sistem değişkenlerinin ortalaması

DA-DA TİPİ ÇEVİRİCİLERİN EL TABANLI MODELLENMESİ ve PASİFLİĞE DAYALI KONTROLÜ

ÖZET

Bu çalışma DGM tabanlı DA-DA tipi çeviricilerin anahtarlama Euler Lagrange (EL) sistemleri olarak modellenmesini, bu modellerin pasiflik açısından incelenmesini ve pasif tabanlı bir kontrolör ile kontrol edilmesini içermektedir. Giriş bölümünde DGM tabanlı DA-DA tipi çeviricilerin temel problemlerine ve bu çalışmanın amacına yer verilmiştir. İkinci bölümde, pasiflik kavramı ve pasif olma ile kararlı olma arasındaki ilişkiler açıklanmıştır. Üçüncü bölümde, pasifliğe dayalı kontrol yöntemlerinin kuramsal temelleri verilmiştir. Dördüncü bölümde, DGM tabanlı DA-DA çeviricilerin anahtarlama EL sistemleri olarak modellenmesi incelenmiş, çeşitli örnekler verilmiştir. Beşinci bölümde ise, DA-DA çeviricilerin DGM çalışma oranının pasif tabanlı bir kontrolör yardımıyla ayarlanması örnekler üzerinden açıklanmıştır.

Bu tez DA-DA tipi çeviricilerin hata dinamik denklemlerini kapalı çevrim pasif hale getirecek dinamik çalışma oranı fonksiyonunun elde edilmesini içermektedir. Tezin amacı DGM tabanlı DA-DA tipi çeviricilerin anahtarlama EL sistemleri olarak modellenmesi ve pasif olma tabanlı kontrolü olduğu için, bu tür sistemlerin pasif tabanlı kayma kip kontrolü gibi diğer alternatif kontrol yöntemleri tezin çalışma konusu dışında bırakılmıştır.

EL MODELING and PASSIVITY BASED CONTROL of DC-DC CONVERTERS

SUMMARY

In this thesis, the modeling of DC-DC converters with PWM as the switching EL systems and passivity based control of these systems have been considered. The main problems of the modeling of DC-DC converters and the aim of this work have been presented in the Introduction section. In the second section, the passivity concept, the fundamental definitions of passive systems and the relation between stability and passivity have been described. The theory of passivity based control technique has been given in the third section. In the fourth section, the switching EL models of DC-DC converters with PWM have been obtained, and finally the stabilizing controller of these systems has been designed by the passivity based control technique in the fifth section. The passivity based controller has been achieved the closed loop stability to modify duty ratio function which is designed using the error dynamic equations.

1. GİRİŞ

Günümüzde DA-DA tipi çeviriciler güç elektroniği çalışmalarının temelini oluşturmaktadır. Özellikle anahtarlama teknolojisindeki gelişmeler ile DGM kontrollü DA-DA tipi çeviriciler gerek verimlilikleri gerekse uygun maliyetleri sebebi ile birçok alanda kullanılmaktadır. Bu çalışma, bu tip çeviricilerin anahtarlama EL sistemleri olarak modellenmesi sorununu ele almaktadır. Anahtarlama teknolojisindeki gelişmeler aynı zamanda, DA-DA tipi çeviriciler gibi DGM ile sürülen ve kontrol edilen elektrik motorları gibi farklı alanlara da yenilikler getirmiştir. DGM işlemi içeren sistemlerin anahtarlama EL sistemleri olarak modellenmesi, mühendislik uygulamalarında mekanik sistemler ile beraber yaygın olarak kullanılan geniş ölçekli-karmaşık elektromekanik sistemlerin matematik modellerinin elde edilmesindeki zorlukları aşmak bakımından önemlidir. Ayrıca, lineer olmayan özellikteki bu karmaşık sistemlerin EL modellerinin bilinmesi, bu sistemlerin kontrolünde pasif olma temelli tekniklerin kullanılmasını da sağlayacaktır.

DGM ile sürülen sistemlerin temel problemlerinden birisi de süreksiz bir işaret veren DGM işlemini de içeren bir kontrol teorisi oluşturma gereğidir. Bu çalışmanın amaçlarından biri de, DA-DA tipi çeviricilerin kontrolünün de ele alınması nedeni ile DGM ile sürülen sistemlerin bazı yapısal özelliklerini de incelemek olacaktır.

Bu çalışmada DA-DA tipi çeviricileri kontrol edebilmek için DGM çalışma oranı fonksiyonunun, sistemin hata dinamiğini kapalı çevrim pasif hale getirecek şekilde, biçimlendirilmesi üzerine çalışılmıştır. Bu sayede bu sistemlerin pasifliği sağlanmış, sistemler asimptotik kararlı hale getirilmiş ve pasif tabanlı başka kontrol uygulamalar için de alt yapı oluşturmuştur.

2. KAYIPLI OLMA VE PASİFLİK

Kayıplı olma, fiziksel bir sistemin, enerjisinin dağılması ya da kaybolması ile ilgili bir terimdir. Kayıplı sistemlerin en bilindik örneklerinden biri de manyetik ve elektriksel enerjinin dirençlerde ısı olarak dağıldığı elektrik devreleridir. Ayrıca direncin rolüne benzer bir rolü mekanik sistemlerdeki sürtünme oynamaktadır. Kayıplı olmanın özelliklerini matematiksel olarak tanımlamak için iki fonksiyondan bahsedilir:

- Sisteme dışarıdan verilen enerji miktarını gösteren *kaynak miktarı*,
- Sistemin içinde depoladığı enerji miktarını gösteren *depo fonksiyonu*,

Bu fonksiyonların birbirine eşit olmamasının sebebi kayıptır. Bu da kayıplı bir sistemin kayıp fonksiyonunun, kaynak miktarının zaman eksenini boyunca depolanan enerjisinin artışından, daha az olmaması gerektiğini ifade eder. Bu tanımlar kayıplı bir sistemin dışarıdan verilen enerjiden daha fazlasını depolayamayacağını gösterir ki bu ikisi arasındaki fark da kaybolan enerjiyi verir.

Kayıplılık kavramının genel denkleminin yazılabilmesi için dinamik sistemin giriş ve çıkışlarının tanımlanmasına gerek yoktur. Ancak bu çalışmada giriş işaret uzayı $u \in \mathbb{R}^m$ ve çıkış işaret uzayı $y \in \mathbb{R}^m$ ayrımını yapmak yararlı olacaktır. Ayrıca kayıplı sistemlerin, basitçe ' $u^T y$ ' şeklinde ifade edilen kaynak miktar fonksiyonu için, kısıtlı bir tanımla olan "*pasif sistemler*" incelenecektir.

2.1 L_2 ve L_{2e} Uzayları

Gerçek değerli, ölçülebilir, n-boyutlu ve zamanın fonksiyonları içeren L_q uzayı tanımlanırsa, $f(t) : \mathbb{R}_+ \rightarrow \mathbb{R}^n$ olmak üzere L_2 kümesi aşağıdaki gibi tanımlanır [3]:

$$L_2 := \left\{ x \in \Xi \mid \|f\|_2^2 := \int_0^\infty \|f(t)\|^2 dt < \infty \right\} \quad (2.1)$$

Bu tanımda kullanılan ‘ $\| \cdot \|$ ’ Euclid normudur. Bu küme normlu bir vektör uzayı oluşturur. L_{2e} , genişletilmiş L_2 uzayı, şu şekilde tanımlanır [3]:

$$L_{2e} := \left\{ x \in \Xi \mid \|f\|_{2T}^2 := \int_0^T \|f(t)\|^2 dt < \infty, \forall T \right\} \quad (2.2)$$

Bu iki normlu uzay arasındaki ilişkinin $L_2 \subset L_{2e}$ olduğu açıkça görülür.

İç çarpım ve kesilmiş (truncated) iç çarpım şu şekilde tanımlanır [3]:

$$\langle u \mid y \rangle := \int_0^\infty u(t)^T y(t) dt \quad (2.3)$$

$$\langle u \mid y \rangle_T := \int_0^T u(t)^T y(t) dt \quad (2.4)$$

2.2 Pasiflik ve L_2 Kararlılığı

Pasiflik kavramı ve giriş-çıkış kararlılığı, sistemin durumlarından bağımsız kavramlar olmasına rağmen, bu çalışmada sistemler aşağıdaki şekilde durum uzayında verilmiş olduğu varsayılmıştır:

$$\Sigma: \begin{cases} \dot{x} = f(x, u), & x(0) = x_0 \in \mathbb{R}^n \\ y = h(x, u) \end{cases} \quad (2.5)$$

Burada $x \in \mathbb{R}^n$ durum, $u \in \mathbb{R}^m$ giriş, $y \in \mathbb{R}^m$ çıkış vektörleridir. Bu yolla (2.5) nedensel, dinamik bir operatör tanımlar [3]:

$$\Sigma: L_{2e} \rightarrow L_{2e} : u \mapsto y \quad (2.6)$$

$w(u, y)$, kaynak fonksiyonu olmak üzere, $\mathbb{R}^m \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}$ koşulu altında sadece ve sadece aşağıdaki *kayıplı olma eşitsizliğini* sağlayan, $H: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}_{\geq 0}$ şeklinde tanımlanmış bir depo fonksiyonu varsa:

$$H(x(T)) \leq H(x(0)) + \int_0^T w(u(t), y(t)) dt, \quad \forall u, \forall T \geq 0 \text{ \& } \forall x_0 \in \mathbb{R}^n$$

Σ , $w(u, y)$ kaynağına göre *kayıplıdır*.

Σ , $w(u, y) = u^T y$ kaynak miktarına göre kayıplı ise Σ , *pasiftir*.

Σ , $w(u, y) = u^T y - \delta_i \|u\|^2, \delta_i > 0$ kaynak miktarına göre kayıplı ise *kesin giriş pasiftir* [ISP].

Σ , $w(u, y) = u^T y - \delta_o \|y\|^2, \delta_o > 0$ kaynak miktarına göre kayıplı ise *kesin çıkış pasiftir* [OSP].

Her başlangıç koşulu x_0 için, $\|y\|_{2T} \leq \gamma \|u\|_{2T} + \beta(x_0)$ eşitsizliğini sağlayan sıfırdan büyük bir γ sabiti ve bir $\beta(x_0)$ sabiti mevcut ise, Σ , L_2 kararlıdır.

Bir durum uzay sistemi Σ , $w(u, y) = \frac{1}{2} \gamma^2 \|u\|^2 - \|y\|^2, \gamma > 0$ kaynak miktarına göre kayıplı ise L_2 kararlıdır.

Önerme:

$\Sigma : u \mapsto y$, kesin çıkış pasif [OSP] ise Σ , L_2 kararlıdır [3].

İspat:

Kesin çıkış pasif [OSP] $\delta_o > 0$ ve $\beta \in \mathbb{R}$ içeriyorsa

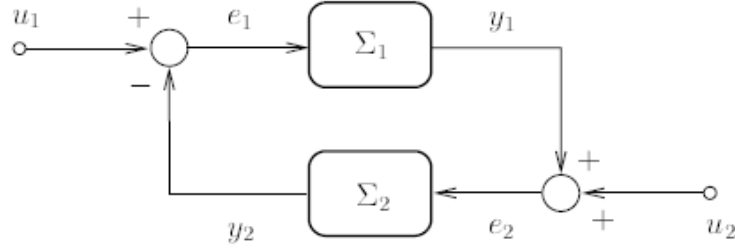
$$\delta_o \|y\|_{2T}^2 \leq \langle u | y \rangle_T - \beta \text{ buradan,}$$

$$\delta_o \|y\|_{2T}^2 \leq \langle u | y \rangle_T - \beta + \frac{1}{2} \left\| \frac{1}{\sqrt{\delta_o}} u - \sqrt{\delta_o} y \right\|_{2T}^2 \text{ ayrıca bunu da kapsadığı için}$$

$$\frac{\delta_o}{2} \|y\|_{2T}^2 \leq \frac{\delta_o}{2} \|u\|_{2T}^2 - \beta$$

2.3 Geri Beslemeli Sistemler

Bu alt bölümde Şekil 2.1'deki biçimde tarif edilen geri beslemeli sistemlerin iyi bilinen cevapları incelenecektir. Her bir alt sistem $\Sigma_i, i = 1, 2$ bir durum uzay sistemi formudur. Ayrıca bloklar arasındaki bağlantıların tam yapıldığı, $u \mapsto y$ operatörünün $u \triangleq (u_1, u_2)$ ve $y \triangleq (y_1, y_2)$ ile birlikte nedensel olduğunu, L_2 işaret uzayının L_{2e} işaret uzayına dönüştüğü varsayılmaktadır [3].



Şekil 2.1: Geri beslemeli sistem

Şekil 2.1'deki gibi tanımlanan giriş-çıkışlı bir sistemde Σ_1 ve Σ_2 alt sistemlerinin her ikisi de pasifse, $\Sigma: u \mapsto y$ pasiftir. Ayrıca Σ_1 ve Σ_2 çıkış kesin pasifse [OSP], $\Sigma: u \mapsto y$ çıkış kesin pasiftir [OSP]. Bu duruma *pasifliğin değişmezliği* adı verilir [3].

Şekil 2.1'deki gibi tanımlanan giriş-çıkışlı bir sistemde δ_{i1} , δ_{i2} , δ_{o1} , δ_{o2} , β_1 ve β_2 sabitleri varsa,

$$\langle e_1 | y_1 \rangle_T \geq \delta_{i1} \|e_1\|_{2T}^2 + \delta_{o1} \|y_1\|_{2T}^2 + \beta_1 \quad (2.7)$$

ve

$$\langle e_2 | y_2 \rangle_T \geq \delta_{i2} \|e_2\|_{2T}^2 + \delta_{o2} \|y_2\|_{2T}^2 + \beta_2 \quad (2.8)$$

$\forall e_1, e_2 \in L_{2e}$ ve $\forall T \geq 0$ koşulları altında, $\delta_{i1} + \delta_{o2} > 0$ ve $\delta_{o1} + \delta_{i2} > 0$ ise $\Sigma: u \mapsto y$ L_2 kararlıdır. Bu özellik, *pasiflik teoremi* olarak bilinir [3].

Bu teoremin özel durumları kullanılarak birçok sonuç elde edilebilir. Örneğin, alt sistemlerin giriş (ya da çıkış) kesin pasifliği tüm sistemin L_2 kararlılığını sağlar. Teoreme göre operatörün birisinde aşırı kayıp söz konusu olduğunda diğer operatördeki eksik kaybı gidereceği için ikisinin birlikte pasif olmasına gerek yoktur [3].

2.4 İç Kararlılık ve Pasiflik

Gözlenebilirlik ile ilgili bazı koşulların sağlanması durumunda giriş-çıkış kararlı olan sistemler aynı zamanda Lyapunov anlamında iç kararlı da olurlar.

Durum uzayında $\dot{x} = f(x)$ tanımlansın, bütün başlangıç koşulları $x(0) \in \mathbb{R}^n$ $y(t) \equiv 0 \Rightarrow x(t) \equiv 0$ olması durumunda, tanımlanan sistem $y = h(x), x \in \mathbb{R}^n$ çıkışı için *Sıfır-Durum Gözlenebilirdir*. Ayrıca çıkışın $y(t) \equiv 0 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$ olması durumunda tanımlanan sistem *Sıfır-Durum Sezilebilirdir* [3].

Daha basit bir anlatım için afin sistemler göz önüne alınırsa aşağıdaki tanım yapılır [3]:

$$\Sigma_a : \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u, x(0) = x_0 \in \mathbb{R}^n \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.9)$$

Σ_a çıkış kesin pasif [OSP] ve H depo fonksiyonu yarı kesin pozitif tanımlı olduğu durumda,

- Σ_a sıfır durum sezilebilirse $H(x) > 0, \forall x \neq 0$ olur.
- $H(x) > 0 \quad \forall x \neq 0$ ve $H(0) = 0$ ve Σ_a sıfır durum sezilebilirse, $x = 0$, $\dot{x} = f(x)$ 'ın bölgesel asimptotik kararlı bir denge noktasıdır. Eğer H radyal sınırsız ise kararlılık globaldir.

Bütün bu tanımları verildiğinde sonra aşağıdaki sonuçlar çıkarılır:

- Σ_1 ve Σ_2 pasif ve $x_1 = \bar{x}_1, x_2 = \bar{x}_2$, Σ_1 ve Σ_2 sistemlerine ilişkin depo fonksiyonlarının bölgesel minimumları olsun. Bu durumda (\bar{x}_1, \bar{x}_2) girişsiz geri beslemeli sistemin kararlı bir denge noktasıdır.
- Σ_1 ve Σ_2 çıkış kesin pasif [OSP] ve sıfır durum sezilebilir Σ_1 ve Σ_2 'ye karşı düşen depo fonksiyonları uygun ve $x_1 = x_2 = 0$ 'da tek ve global minimuma sahip olsun. Bu koşullarda $(0,0)$ noktası girişsiz geri beslemeli sistemin global asimptotik kararlı bir denge noktasıdır.

3. PASİFLİĞE DAYALI KONTROL

3.1 Euler-Lagrange Sistemler

Doğrusal olmayan sistemler için genel bir kontrol teorisi geliştirebilmek için ele alınan sistemlerin bir sınıfta özelleştirilmesi gerekir. Bunun temel nedeni, doğrusal olmayan sistemlerin hepsini kapsayacak bir teori geliştirmenin zorluğudur. Bu çalışmada incelenen sistemler, günümüz mühendislik problemlerinin birçoğunu kapsayan EL sistemlerdir.

EL sistemler, dinamik denklemleri EL denklemleri ile ifade eden sistemlerdir. EL denklemler ise özel bir yapısı olan, doğrusal olmayan, kısmi türevli diferansiyel denklemlerdir. EL sistemlerin önemi, karmaşık birçok fiziksel sistemin -çok güçlü bir modelleme tekniği olan varyasyonel yöntemler kullanılarak elde edilen-matematik modelleri olmaları gerçeğidir.

3.1.1 Euler-Lagrange Denklemler

Fiziksel sistemlerin modellenmesinde iki temel yaklaşım vardır. Bunlardan ilki Newton'un kuvvetler yasası ile sistemin modelini oluşturmaya dayanır. İkincisi ise sistemin enerji fonksiyonlarına varyasyon ilkelerinin uygulanmasına dayanır. Aynı özellikte bulunan doğrusal sistemler için birinci yöntem yeterlidir ancak farklı fiziksel sistemlerin bir araya gelerek oluşturduğu sistemler için varyasyon yaklaşımı daha kullanışlıdır. Bütün sistemlerin ortak özelliği dinamik davranışlarının enerji temelli modellenebilmeleridir. Bu nedenle modellemeyi enerji fonksiyonları üzerinden yapmak daha anlamlıdır. Varyasyon ilkesinin başlangıç noktası genelleştirilmiş koordinatların tanımlanmasıdır. Bu işlemde Lagrangian fonksiyonu kullanılır. Hareket denklemleri analitik dinamiğin ilkelerinden, özel olarak Hamilton ilkesinden türetilir. Hamilton ilkesi, sistemin, Lagrangian fonksiyonunun integralini minimize eden yörünge boyunca hareket edeceğini ifade eder. Bu yöntem, PBC için gerekli olan depo ve kayıp fonksiyonlarını tanımlamaya izin verdiği için, kontrol amacına uygundur.

Genelleştirilmiş koordinatları ‘ q ’ olan ‘ n ’ serbestlik dereceli dinamik bir sistemin EL denklemleri aşağıdaki şekilde tanımlanır [3]:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}}(q, \dot{q}) \right) - \frac{\partial L}{\partial q}(q, \dot{q}) = Q \quad (3.1)$$

Burada ‘ L ’, Lagrangian fonksiyonu olup şu şekilde tanımlanır [3]:

$$L \triangleq T(q, \dot{q}) - V(q) \quad (3.2)$$

(3.2) denklemindeki kinetik enerji terimi T , $D(q)$ genelleştirilmiş atalet matrisi olarak verildiği durumda, aşağıdaki gibi tanımlanır [3]:

$$T(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} \quad (3.3)$$

Bu durumda $D(q)$, $D(q) \in R^{n \times n}$ ve $D(q) = D(q)^T > 0$ koşullarını sağlar. Ayrıca $V(q)$, potansiyel fonksiyonunun alttan sınırlı olduğu varsayılmıştır.

Kullanılacak kontrolörlerin doğrudan sisteme uygulanabildiği varsayılırsa, $M_u \in R^{n \times n}$ kontrolör girişi, $F(\dot{q})$ Rayleigh kayıp fonksiyonu ve Q_s bozucuların etkisi olmak üzere, F yani bir potansiyelden üretilmeyen kuvvetler aşağıdaki şekilde tanımlanabilir [3]:

$$F = -\frac{\partial R(\dot{q})}{\partial \dot{q}} + Q_s + M_u \quad (3.4)$$

Bu tanımlar ışığında EL denklemleri aşağıdaki şekli alır:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q} + \frac{\partial R(\dot{q})}{\partial \dot{q}} = M_u + Q_s \quad (3.5)$$

Burada M_u matrisinin yapısına göre iki EL sınıfı tanımlanabilir [3].

- Eksik Sürülmüş ve Tam Sürülmüş EL Sistemi: Serbestlik derecesi ile kontrol giriş sayısı aynı olan sistemlere *tam sürülmüş* sistemler denir ($n = n_u$). Bu durumda $n_u < n$ olan sistemlere *eksik sürülmüş* sistemler adı verilir. Eksik

sürülmüş bir sistemde q , sürülmemiş M_q^\perp ve sürülmüş M_q bileşenlerine ayrıştırılabilir.

- Az Sönümlü ve Tam Sönümlü EL Sistemi: (3.5) formunda yazılan sistemler için Rayleigh kayıp fonksiyonu aşağıdaki tanımda verilirse:

$$\dot{q}^T \frac{\partial R(\dot{q})}{\partial \dot{q}} \geq \sum_{i=1}^n \alpha_i \dot{q}_i^2 \quad (3.6)$$

$\alpha_i > 0 \quad \forall i \in \{1, \dots, n\}$ için sistem *tam sönümlüdür* [3].

$\alpha_i = 0 \quad \exists i \in \{1, \dots, n\}$ için sistem *az sönümlüdür* [3].

3.2 Giriş-Çıkış Özellikleri

Karmaşık sistemler üzerinde çalışmanın en iyi yolu onları basit alt sistemlere ayırmaktır. Bu sayede, elemanların giriş-çıkış özellikleri ile karakterize edilen davranışlarını ve onların sistemleri oluştururken bağlanma biçimlerini ayrı ayrı görmeyi sağlar. Ayrıca tasarıma yönelik yöntemler bulunmasına da yardımcı olur. Çünkü kontrolör de bağımsız bir alt sistem gibi değerlendirilebilir.

EL sistemleri pasif dönüşümler tanımlarlar. Bu PBC tekniğinin dayandığı temel ilkelerden birisidir. Bu sistemler, kontrol edilmesi kolay olan çıkışları kapı üzerinden tanımlamasının yanı sıra, gerçekleşmesi istenen kapalı çevrimli sistemin depo fonksiyonunun –kararlılık analizi için gerekli olan Lyapunov fonksiyonunun- elde edilmesinde kullanılacak bir fonksiyonu da doğal olarak verir.

Aşağıda, kontrolör tasarımını kolaylaştırmak için EL sistem dinamiğini iki pasif alt sistem olarak geri beslemeli bir ara bağlaşıma nasıl indirgeneceği ve bunun hangi koşullarda mümkün olduğu gösterilecektir.

Bunun sonucunda görülecektir ki; aslında kontrolörün birincil işlevi kapalı çevrimli sistemin de EL yapısında olmasını sağlamaktır. Bu sayede kapalı çevrimin özellikleri hala enerji ve kayıp fonksiyonları tarafından verilebilir kılınacaktır.

3.2.1 EL Sistemlerinin Pasifliği

Pasif bir sistemde, sistemde depolanan enerji sisteme verilen enerjiden fazla olamaz ancak az olabilir. Başka bir deyişle pasif bir sistem kendisine dışarıdan verilen enerjiden daha fazlasını depolayamaz. Aradaki fark tüketilen enerjidir.

(3.5)'de verilen EL sisteminde $Q_c = 0$ için depo fonksiyonu olan $H(q, \dot{q})$ $\Sigma: u \mapsto M^T \dot{q}$ pasif operatörünü tanımlar. Bu da aşağıdaki gibi tanımlanır [3]:

$$\langle u M^T \dot{q} \rangle_T \geq H[q(T), \dot{q}(T)] - H[q(0), \dot{q}(0)], \forall T \geq 0 \& u \in L_{2e}^m \quad (3.7)$$

Bu özellik sistemin tam sönümlü olması durumunda, çıkış kesin pasif durumu [OSP] için de geçerlidir. Bu özellik aşağıdaki gibi doğrulanır [3];

$$\langle u M^T \dot{q} \rangle_T \geq \alpha \|M^T \dot{q}\|_{2T}^2 + H[q(T), \dot{q}(T)] - H[q(0), \dot{q}(0)], \alpha \geq 0 \& u \in L_{2e}^m \quad (3.8)$$

$L(q, \dot{q})$ 'nin zamana göre türevi alınırsa:

$$\frac{dL}{dt} = \left(\frac{\partial L}{\partial q} \right)^T \frac{dq}{dt} + \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right)^T \frac{d\dot{q}}{dt} \quad (3.9)$$

(3.1)'denklemine göre:

$$\frac{dL}{dt} = \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right)^T \frac{d\dot{q}}{dt} + \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right)^T \dot{q} - \dot{q}^T Q \quad (3.10)$$

(3.4) kullanılarak terimler yeniden düzenlenirse:

$$\frac{d}{dt} \left[\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right)^T \dot{q} - L \right] = \dot{q}^T \left(M_u - \frac{\partial F}{\partial \dot{q}} \right) \quad (3.11)$$

Bu durumda (3.11) denklemin sol tarafında köşeli parantezin içindeki terimin $H(q, \dot{q})$ depo fonksiyonuna eşit olduğu açıkça görülür. Bu durumda (3.11) ifadesi 0'dan T integrali alınırsa:

$$H[q(T), \dot{q}(T)] - H[q(0), \dot{q}(0)] + \int_0^T \dot{q}^T \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}} ds = \int_0^T \dot{q} M_u ds \quad (3.12)$$

$V(q)$ alttan c ile sınırlı ve $T(q, \dot{q}) \geq 0$ özelliğinde olduğundan $H(q, \dot{q}) \geq c$ olduğu görülebilir. Burada Rayleigh kayıp fonksiyonu gerekli koşulları sağladığı için (3.8)'in doğruluğu sağlanmış olur.

(3.12) denklemi EL sisteminin bazı özelliklerini sağlar. Birincisi, $u = 0$ için enerji artmaz. Bu durumda zorlanmamış sistemin denge noktası Lyapunov anlamında kararlıdır. İkinci olarak, $M\dot{q}$ çıkışı sifira eşitlenirse kararlılık yine korunur. Üçüncü olarak, \dot{q} ölçülebilir ise sönüm terimi kolayca eklenebilir.

3.2.2 Hata Dinamiğinin Pasifliği

EL sistemlerinin pasifliği genel kontrol kuramı geliştirebilmek için yeterlidir. Burada izlenecek yol potansiyel enerji fonksiyonu ile kayıp fonksiyonunu yeniden biçimlendirmektir. Ancak yörünge izleme problemi gibi karmaşık problemlerde daha güçlü özellikler kullanmaya ihtiyaç vardır. Bunun temel nedeni sadece q 'nin davranışını değil, \dot{q} 'in da davranışını değiştirmenin gerekliliğidir. Bunun anlamı kinetik enerjinin de şekillendirilmesi gerektiğidir.

Öncelikle 's' sıfırlanmak istenen hata işareti ise:

$$D(q)\dot{s} + [C(q, \dot{q}) + K_d(q, \dot{q})]s = 0 \quad (3.13)$$

Burada $K_d(q, \dot{q}) = K_d(q, \dot{q}) > 0$, sönüm ekleme matrisidir. Ayrıca $C(q, \dot{q})$ aşağıdaki ifadeyi sağlar:

$$\dot{D}(q) = C(q, \dot{q}) + C^T(q, \dot{q}) \quad (3.14)$$

Bu durumda açıkça görülebilir ki $Z^T [\dot{D}(q) - 2C(q, \dot{q})]Z = 0$ eşitliği sağlandığı için bu işlem çarpık (skew)-simetrik özelliğine sahiptir.

Bu durumda H_d depo fonksiyonu tanımlanırsa [3]:

$$H_d = \frac{1}{2} s^T D(q) s \geq 0 \quad (3.15)$$

$\Sigma_d : \psi \mapsto s$ bir OSP operatörü ise aşağıdaki tanım yapılır [3]:

$$D(q) \dot{s} + [C(q, \dot{q}) + K_d(q, \dot{q})] s = \psi \quad (3.16)$$

(3.14) denkleminin çarpık simetri özelliği kullanıldığında:

$$H_d \leq -K_d(q, \dot{q}) s^2 + \psi^T s \quad (3.17)$$

Bu denklem 0'dan T'ye integrali alındığında OSP özelliği görülür. Ayrıca (3.16) denkleminde $\psi \equiv 0$ ise $s \in L_2$ olduğu görülür.

Bu durumda (3.1) denklemini aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$D(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + g(q) + \frac{\partial F}{\partial \dot{q}} = M_u + Q_\zeta \quad (3.18)$$

3.2.3 Diğer Özellikler ve Varsayımlar

Aşağıdaki özellikler ve varsayımlar altındaki sistemler bu çalışmanın konusu kapsamındadır:

(3.18) sistemi şu şekilde değişkenlerine ayrılır:

$$D(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + g(q) + \frac{\partial R}{\partial \dot{q}} = \Phi(q, \dot{q}, \ddot{q}) \Theta \quad (3.19)$$

Burada $\Theta \in R^p$ sabit değişkenli bir vektör, $\Phi(q, \dot{q}, \ddot{q}) \in R^{q \times m}$ şeklinde tanımlanıp “regressor matrisi” adını alır [3].

$D(q)$ simetrik pozitif tanımlı bir matris olup,

$$d_m I < D(q) < d_M I \quad (3.20)$$

Koşulunu sağlayan $d_m > 0$ ve $d_M > 0$ sabitleri bulunur.

$$k_g \geq \sup_{q \in R^n} \left\| \frac{\partial^2 V(q)}{\partial q^2} \right\| \quad (3.21)$$

$$k_g \geq \sup_{q \in R^n} \left\| \frac{\partial^2 V(q)}{\partial q^2} \right\| \quad (3.22)$$

Koşullarını sağlayan $k_g > 0$ ve $k_v > 0$ sabitleri vardır.

$C(x, y)$ matrisi x 'e göre sınırlı ve y 'ye göre doğrusaldır

$\forall z \in R^n$ için

$$C(x, y)z = C(x, z)y \quad (3.23)$$

ve

$$\|C(x, y)\| < k_c \|y\|, k_c > 0 \quad (3.24)$$

(3.23) denklemi, $C(q, \dot{q})$ tanımının bir sonucudur. Ayrıca (3.24) eşitsizliği, (3.20) ve Christoffel sembolleri kullanılarak elde edilir.

3.2.4 Pasif Alt Sistemlere Ayrıştırma

Bazı durumlarda genelleştirilmiş atalet matrisi blok köşegendir. Bu tip sistemlerde $L(q, \dot{q}) = T(q, \dot{q}) - V(q)$ ile verilen Lagrangian fonksiyonu için aşağıdaki tanım yapılır [3]:

$$L(q, \dot{q}) = L_e(q_e, \dot{q}_e, q_m) + L_m(q_m, \dot{q}_m), \quad q: [q_e^T, q_m^T]^T, \quad q_e \in R^{n_e}, \quad q_m \in R^{n_m} \quad (3.25)$$

pasif alt sistemin negatif geri beslemeli ara bağlaşımı olarak temsil edilir.

$$\Sigma_e: \begin{bmatrix} Q_e \\ -\dot{q}_m \end{bmatrix} \mapsto \begin{bmatrix} \dot{q}_e \\ \tau \end{bmatrix} \quad \Sigma_m: (\tau, Q_m) \mapsto \dot{q}_m, \quad (3.26)$$

Bu sistemlere dair depo fonksiyonları sırasıyla $L(q_e, \dot{q}_e, q_m)$ ve $L_m(q_m, \dot{q}_m)$ olup $\tau := \partial L_e(q_e, \dot{q}_e, q_m) / \partial q_m$ alt sistemleri bağdaştıran işaret ve $Q := [Q_e^T, Q_m^T]^T$, $Q_e \in R^{n_e}$, $Q_m \in R^{n_m}$ 'dir

3.2.5 EL Yapısını Koruyan bir Ara Bağlaşım

Giriş kısmında açıklandığı gibi PBC tekniğinin temel ilkesi kapalı çevrimde, istenen pasif bir dönüşümü gerçekleştirmektir. EL sistemleri pasif operatörler tanımlarlar ve pasiflik geri besleme ara bağlaşımını altında değişmezlerdir. Bu çalışmadaki sistemleri EL sistemler olarak kısıtlanırsa, EL yapısını koruyan (kapalı çevrimin pasifliğini de) bir kontrolör tanımlanabilir. Daha da önemlisi yeni depo ve enerji fonksiyonları, birbirlerine eklenerek kolaylıkla bulunurlar.

Genelleştirilmiş koordinatları $q_p \in R^{n_p}$ ve $q_c \in R^{n_c}$ olan iki sistem aşağıdaki gibi tanımlanırsa [3]:

$$\Sigma_p : \{T_p(q_p, \dot{q}_p), V_p(q_p), F_p(\dot{q}_p), M_p\}, \quad (3.27)$$

$$\Sigma_c : \{T_c(q_c, \dot{q}_c), V_c(q_c), F_c(\dot{q}_c), M_c\}, \quad (3.28)$$

Burada u Σ_p alt sisteminin girişi olmak üzere iki sistem aşağıdaki şekilde birbirine bağlanırsa:

$$M_p u = - \frac{\partial V_c(q_c, q_p)}{\partial q_p}, \quad (3.29)$$

Bu koşullar altında $\Sigma : \{T(q, \dot{q}), V(q), F(\dot{q})\}$ kapalı çevrim sistemi bir EL sistem olup, genelleştirilmiş koordinatları ve EL değişkenleri aşağıdaki şekildedir:

$$q = [q_p^T, q_c^T]^T, \quad (3.30)$$

$$T(q, \dot{q}) = T_c(q_c, \dot{q}_c) + T_p(q_p, \dot{q}_p), \quad (3.31)$$

$$V(q) = V_p(q_p) + V_c(q_c, q_p), \quad (3.32)$$

$$F = F_c(\dot{q}_c) + F_p(\dot{q}_p), \quad (3.33)$$

3.3 Kararlılık Özellikleri

3.3.1 Tam Sönümlü Sistemler

Tam sönümlü, serbest ($u = Q_c = 0$) bir EL sisteminin denge noktaları $(q, \dot{q}) = (\bar{q}, 0)$ olup \bar{q} denkleminin çözümü:

$$\frac{\partial V(q)}{\partial q} = 0 \quad (3.34)$$

\bar{q} , $V(q)$ potansiyel enerji fonksiyonunun yerel bir minimumu ise denge noktası kararlıdır. Bundan başka $V(q)$ uygun (proper) ise ve bu minimum tek ise denge noktası Global Asimptotik Kararlıdır [3].

Denge noktasının varlığını göstermek için $u = Q_c = 0$ alınır:

$$D(q)\ddot{q} + N(q, \dot{q}) + g(q) + \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}} = 0 \quad (3.35)$$

Buradan:

$$N(q, \dot{q}) := \frac{d}{dt}\{D(q)\} - \frac{\partial T(q, \dot{q})}{\partial q} \quad (3.36)$$

olarak tanımlanmış olup $N(q, 0) = 0$ 'dır. Bu durumda \bar{q} 'ın çözümünün (3.34) olduğu gösterilmiş olur.

Tam sönümlü EL sistemler için $u \mapsto \dot{q}$ dönüşümü çıkış kesin pasiftir (OSP). Burada depo fonksiyonu toplam enerjiye denk gelir. Potansiyel enerji açısından bakılırsa, toplam enerji alttan sınırlıdır ve toplam enerjiyi pozitif tanımlı yapmak için, fonksiyona bir sabit ekleyebiliriz, bunun anlamı potansiyel enerjisi sıfır olduğu varsayılan referans konumun değiştirilmesinden başka bir şey değildir. Kararlılığı göstermek için EL sistemin sıfır-durum sezilebilir olduğunun gösterilmesi yeterlidir. Bu da sistemin sıfır-durum gözlenebilir olduğunu göstermekle eşdeğerdir. (3.34)

ifadesinde $\dot{q} = 0$ alınır ve bunun $\partial V(q)/\partial q = 0$ yaptığı göz önüne alınırsa denge noktasının tekliği varsayımından ve $V(q)$ 'nin uygun olmasından sistemin global asimptotik kararlı olduğu sonucu çıkar [3].

3.3.2 Az Sönümlü Sistemler

Atalet matrisi $D(q)$ 'nin blok köşegen olması ve kayıp fonksiyonunun uygun biçimde olması durumunda, tek bir denge noktasına sahip bir sistem tam sönümlü olmasa bile global asimptotik kararlı olabilir. Sönümlü ve az sönümlü koordinatları ayırt etmek için q 'yu şöyle ayrıştırılın:

$$q_c := \begin{bmatrix} 0 & I_{n_c} \end{bmatrix} q, \quad q_p := \begin{bmatrix} I_{n_p} & 0 \end{bmatrix} q, \quad n = n_p + n_c \quad (3.37)$$

Burada $(\cdot)_c$ ve $(\cdot)_p$ alt indisleri sırasıyla kontrolör ve sistemi temsil etmektedir.

Koordinatları (3.37)'deki gibi ayrıştırılmış ve serbest az sönümlü bir EL sistemi göz önüne alınsın. Bu durumda eğer potansiyel enerji fonksiyonu uygun (proper) ve $q = \bar{q}$ 'da global ve tek bir minimum varsa, aşağıdaki ifadeler elde edilir [3]:

$$D(q) = \begin{bmatrix} D_p(q_p) & 0 \\ 0 & D_c(q_c) \end{bmatrix}, \quad D_p(q_p) \in R^{n_p \times n_p}, \quad D_c(q_c) \in R^{n_c \times n_c} \quad (3.38)$$

$$\dot{q} \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}} \geq \alpha \|\dot{q}_c\|^2, \quad \alpha > 0 \quad (3.39)$$

Bu durumlar altında her q_c için $\partial V(q)/\partial q_c = 0$ fonksiyonunun q_p 'de izole sıfırları vardır. Bu koşullar altında $(\dot{q}, q) = (0, \bar{q})$ global asimptotik kararlı denge noktasıdır [3].

4. DA-DA ÇEVİRİCİLERİN EL TABANLI MODELLENMESİ

Anahtarlama güç kaynaklarının matematik modellerine ilişkin çalışmalar 1970'lerin ortalarında Cuk ve Middlebrook'un çalışmaları ile başlamıştır. Bu alanda teori ve uygulama üzerine birçok makale ve kitaplar yazılarak ilerleme kaydedilmiştir. Bu çalışmalar güç elektroniği ve kontrol arasındaki ilişkileri ortaya koymuşlardır.

Bu bölümde anahtarlama DA-DA çeviricilerin uygulanabilir matematik modellerinin Lagrangian yaklaşımı ile çıkarılması açıklanacaktır. Lagrangian yaklaşımı anahtarın olası iki konumuna uyan topolojilerin her birisi ile ilişkili devrelerin EL değişkenlerinden meydana gelir. Buradan yola çıkarak bazı EL değişkenlerin anahtarın konumuna göre sabit kaldığı, bazı değişkenlerin ise anahtarın konumundan etkilendiği sonucu çıkarılabilir. EL değişkenlerinin arasında, anahtarlama işlemi altında aynı kalmayan değişkenler, anahtarın konumunu da içeren bir fonksiyon kullanılarak yeniden ifade edilir. Tutarlı bir sonuçla ortaya konularak, anahtar konum değişkeninin oluşturduğu iki farklı devre topolojisine uyan EL değişkenleri tamamen yenilenir.

Klasik Lagrangian dinamik denklemlerinin kullanılması ile birlikte anahtarlama EL sistemleri, dikkatleri, çeviricilerin tanımlanan gerçek davranışlarına ve sistemin diferansiyel denklemlerinin sağ tarafında yer alan süresiz fonksiyonlara çekmiştir. EL değişkenleri ile elde edilmiş anahtarlama modeli Cuk'un ve Middlebrook'un daha önce ortaya koyduğu modellere birebir uymaktadır.

Bundan sonraki bölümlerde Lagrangian yaklaşımı en çok kullanılan DA-DA çeviricilerin matematiksel çıkarımı için kullanılacaktır. Bu yaklaşım örnek gösterilen DA-DA çeviricilerde uygulanacaktır.

4.1 Anahtarlama Sistemlerinin Modellenmesi

Teknolojik sistemlerin büyük çoğunluğu iki olası $\{0,1\}$ konumundan birini kabul eden ayarlanabilir (anahtar vb.) cihazlarla tanımlanır. Bu konumlardan her biri

sistemin dinamik davranışını belirler. Anahtarlama sistemleri modern elektroniğin ticari gelişiminden beri günlük hayatta oldukça yaygınlaşmıştır.

Bu bölümde, sistemin kontrol fonksiyonu olarak adlandırılan tek bir anahtar içeren, dinamik sistemler incelenecektir. Skaler bir büyüklük olarak anahtarın konumunu gösteren ‘ u ’ nun $\{0,1\}$ gibi ayırık değerler aldığı varsayılmaktadır. Anahtarın alacağı her bir değer için farklı EL değişkenleri tanımlanmıştır. Kısaca:

- Anahtar değeri ‘ $u = 1$ ’ olduğunda sistem $\{T_1, V_1, F_1, Q_1\}$ EL değişkenleri ile tanımlanmaktadır ve Σ_1 ile gösterilmektedir.
- Anahtar değeri ‘ $u = 0$ ’ olduğunda sistem $\{T_0, V_0, F_0, Q_0\}$ EL değişkenleri ile tanımlanmaktadır ve Σ_0 ile gösterilmektedir.

Aşağıdaki koşullar altında ‘ u ’ değişkeni içeren bir $\phi_u(\dot{q}, q) = \phi(\dot{q}, q, u)$ fonksiyonunun $\phi_0(\dot{q}, q)$ ve $\phi_1(\dot{q}, q)$ fonksiyonları ile uyumludur [6].

$$\phi_u|_{u=0} = \phi_0 ; \phi_u|_{u=1} = \phi_1 \quad (4.1)$$

Yukarıda açıklandığı gibi ‘ u ’ değişkeni içeren, $\{T_u, V_u, F_u, Q_u\}$ anahtarlama EL değişkenler kümesi Σ_0 ile Σ_1 sistemlerinin EL değişkenleri ile uyumludur [6].

Σ_0 ve Σ_1 EL sistemlerinden oluşan bir Σ_u sistemi, $\{T_u, V_u, F_u, Q_u\}$ anahtarlama EL değişkenler kümesi ile tanımlandığı sürece, bir anahtarlama EL sistemidir [6].

$\{T_0, V_0, F_0, Q_0\}$ ve $\{T_1, V_1, F_1, Q_1\}$ EL değişkenleri ile tanımlanmış, Σ_0 ile Σ_1 EL sistemleri verilmiştir. Bu sistemler, anahtar konum değişkeni ‘ u ’yu içeren $\{T_u, V_u, F_u, Q_u\}$, EL değişkenleri ile uyumlu değişkenlerle tanımlandığında yeni bir Σ_u elde edilir [6].

EL değişkenlerine, anahtar konum değişkeni olan ‘ u ’ gibi, uygun bir değişken atamanın birçok yolu vardır. Ancak genel kurala göre değişken atama nedeni sadece belirli bir EL değişkeninin anahtar konumundaki değişimin etkisini açıklamak değil, aynı zamanda temel fizik kurallarını gözeterek anahtarlama EL değişkeninin yapısındaki düzenlemeyi açıklamaktır. Örneğin, sadece direnç ve kapasitif bir daldan oluşan bir düğüme giren ‘ I ’ değerli bir akım kaynağı doğrudan anahtarlama

etkilenmez, ancak Rayleigh kayıp fonksiyonu anahtarlama ile değişen akımlara göre yazılmalıdır. Bu şekilde düzenlenen bir devrenin kayıp fonksiyonu olan, $F_u = 1/2 R [\Sigma i_j + (1-u)I]^2$ denkleminde i_j kapasitif dallardaki akımları göstermektedir ki bunlar görüldüğü gibi anahtar konumundaki değişimlerden etkilenmezler [6].

4.2 Değişkenler Üzerine Tartışma

EL değişkenlerinin anahtar değişkeni ‘ u ’ cinsinden, fiziksel olarak anlamlı, kararlı bir şekilde elde edildiğini varsayılırsa, korunumlu olmayan anahtarlama Lagrange fonksiyonu $L''(q, \dot{q})$ olarak türetilir [3].

Korunumlu olmayan anahtarlama Lagrange denklemlerinden elde edilen dinamik model, Hamilton’un prensiplerinden ayrılır. Hamilton’un prensibi, Lagrange fonksiyonunun integrali olarak adlandırılan “*action integral*”nin sistem yörüngesi boyunca minimize edilmesine dayanır. Action integral’in değişkenlerinin durumu aşağıdaki denklemde verilmiştir.

$$\delta \int_{t_0}^{t_1} L(\dot{q}, q, u) dt = 0 \quad (4.2)$$

Bu denklem sabit ‘ t_0 ’ ve ‘ t_1 ’ değerleri arasında herhangi bir yörünge için geçerlidir. Bu önerme özellikle sistem yörüngesindeki herhangi bir sanal değişim için dahi integralin sonucunun ‘0’ (sıfır) olmasını sağlar. Sistem yörüngesindeki bu sanal değişimler, sürekli türevlenebilir olmalı, ayrıca çok küçük değişimlerde ve zaman aralığının sınır değerlerinde ‘0’ (sıfır) değerini almalıdırlar.

Korunumlu olmayan $L''(q, \dot{q})$ Lagrange fonksiyonunun ‘ u ’ anahtarlama terimi zamanın bir fonksiyonu olarak alındığında, sistem yörüngesi ile arasında *nedensellik* ilişkisi vardır. Bunun ispatı için ya ‘ u ’ kontrol işaretinden oluşan yörüngelerin kabul edilebilir değişikliklerden olduğu varsayılmalı ya da durum yörüngesi doğal nedensellik ilişkisi (intrinsic, causality, relation) göz önüne alınmadan incelenmelidir. Anahtarlama sistemler için yapılan çalışmalara göre ilk yoldan vazgeçilmesi gerektiği görülmüştür [3].

Anahtar konumunun zamana bağılı $u(t)$ fonksiyonu şeklinde verildiği varsayılınsın. $u(t)$ anahtar konum fonksiyonundan türetilen $\delta u(t)$, çok küçük ' δt ' aralığında, $\{-1,0,1\}$ değerlerini alır. ' $u=1$ ' değerini aldığı anda, darbe sıfırdan küçük olurken ' $u=0$ ' değerini aldığı anda, darbe sıfırdan büyük olur. Süreksiz ve sınırlandırılmış kontrol giriş değişkenleri, $(\delta q(t), \delta \dot{q}(t))$, (q, \dot{q}) genelleştirilmiş koordinatlardan türetilir [3].

$(\delta q(t), \delta \dot{q}(t))$ kontrol giriş değişkenlerinin temel sorunu, her noktada türevlenememesi ve sistem yörüngelerinin bozulmasıdır. Ayrıca zaman aralığının uç noktalarında ilgili yörünge değişkenleri '0' (sıfır) değeri almayabilir. İlk sorun değişkenlerin hesaplanmasındaki teknik bir problemden kaynaklanmaktadır. İkinci sorun kontrol giriş değişkenlerinin uç noktalarda oluşturduğu sıfır etkisi iken üçüncü sorun ise bu kontrol giriş değişkenlerinin sınırlı olmasıdır. Gerçek sistem yörüngesinden meydana gelmiş herhangi bir kontrol giriş değişkeni action integralini minimize eder ancak birbirine çok yakın ve çok sayıda action integrale ait minimum noktasının bulunması bir sorun oluşturur [3].

Bu yüzden ilgili action integralinin minimize edilmesi, sabit bir $u(t)$ 'den üretilen gerçek sistem yörüngesinin değerlendirilmesi ile, sürekli olmayan, $\{-1,0,1\}$ değerlerini alan, kontrol giriş değişkeni $\delta u(t)$ 'den kesinlikle sentezlenemeyen, sonsuz küçük ve sürekli türevlenebilir $(q(t)+\delta q(t), \dot{q}(t)+\delta \dot{q}(t))$ sistem yörüngesinin değişkenlerinin değerlendirilmesinin, işlevsel değerlerinin karşılaştırılması ile anlaşılabilir. Bu durumda, önermelerden ilki ' u ' değişkeninin varlığına önem vermeden sadece yörünge değişkenlerine dayanan değişkenleri içerir. Diğerisi ise fiziksel olarak anahtar konumundan sentezlenmeyen, çok küçük ve sürekli türevlenebilir, action integral değişkenlerini içerir. Bu çalışmada bu önermelerden ilki seçilecektir. Bunun sebebi bu önermenin sadece kavramsal olarak basitliği değil, ' u ' değişkenini anahtarın olası konumunun sabit bir değişken olarak kabul etmesi ve bu değişkeni içermesidir. Bu durum zaten gerçeğe daha uygundur [3].

Sistem yörüngesindeki sanal değişiklikler action integral'i aşağıdaki şekilde biçimlendirir:

$$\begin{aligned}
\delta \int_{t_0}^{t_1} L^u(q(t), \dot{q}(t)) dt &= \int_{t_0}^{t_1} \delta L^u(q(t), \dot{q}(t)) dt \\
&= \int_{t_0}^{t_1} [L^u(q(t) + \delta q(t), \dot{q}(t) + \delta \dot{q}(t)) - L^u(q(t), \dot{q}(t))] dt \\
&= \int_{t_0}^{t_1} \left[\frac{\partial L^u}{\partial q} \delta q(t) + \frac{\partial L^u}{\partial \dot{q}} \delta \dot{q} \right] dt \tag{4.3} \\
&= \int_{t_0}^{t_1} \left[\frac{\partial L^u}{\partial q} - \frac{d}{dt} \frac{\partial L^u}{\partial \dot{q}} \right] \delta q(t) dt = \left(\frac{\partial L^u}{\partial \dot{q}} \delta q \right) \Big|_{t_0}^{t_1} = 0
\end{aligned}$$

Bu kabul edilebilir yörünge değişimleri uç noktalarında (end point) katkı (contribution) olmadığı için son çıkarımın ikinci eşitliği sıfıra eşittir

Önerme:

Anahtarlamalı sistemlerin EL denklemleri, ‘ u ’ anahtar değişkenini bir sabit kabul ederek, korunumlu olmayan anahtarlamalı Lagrangian fonksiyonlarından elde edilebilir. Bu şekilde elde edilen anahtarlamalı sistemin dinamik modeli, ‘ u ’ anahtar değişkenini içerecektir ve bu model her bir anahtar değeri için, ‘ u ’ anahtar değişkeninin farklı değerleri için tanımlanmış alt modellerle uyumludur. Bu durumda aşağıdaki ilişki geçerlidir [3]:

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L^u(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial L^u(q, \dot{q})}{\partial q} = 0 \tag{4.4}$$

4.3 Genel Lagrangian Model: Pasiflik Özelliği

Bu bölümde anahtarlamalı DA-DA çeviricilerin modellerinin türetilmesi için genel bir yol sunulacaktır. Ayrıca modellerin bazı özellikleri, özellikle pasiflik özelliği, vurgulanacaktır.

4.3.1 Yapısal Durumlar

DA-DA güç çevirimi, anahtarlamalı devrelerde anahtarın aldığı konuma göre düzenlenen döngüsel enerji aktarımı ile gerçekleşir. Anahtarlama etkisi, harici enerji kaynaklarının, bu kaynaklar ile (birlikte) aynı gözde bulunan girişteki endüktanslarda depolanmasını sağlar. Depolanan kinetik enerji daha sonra içerde ya da çıkışta bulunan potansiyel enerji depolarına (Kapasite gibi) aktarılır. İçeride bulunan kapasitelerde depolanan potansiyel enerji, bu kapasitelerden ayrı bir endüktans dalına

kinetik enerji şeklinde aktarılır ve bu enerji de genellikle çıkış kapasitesine aktarılır. Çıkış kapasitesinden ise doğrudan yüke aktarılır.

Genelleştirilmiş ve zorlanmış değişkenler, ya da dışsal gerilim kaynakları, çıkışta bulunan kapasiteler ile değil girişte bulunan endüktans akım değerleri ile ilişkilidir.

Çıkış depo kapasiteleri paralel olarak çıkış yüküne bağlanarak, potansiyel enerjinin yüke aktarılmasını sağlar. RC çıkış yapısı, hiçbir zaman değişmez ve anahtarlama olmadan doğrudan etkilenmez. Bundan dolayı çıkış depolama kapasite dalları içeren düğümler her zaman kendilerine bağlanan çıkış direnç yük dallarına sahiptir. Genellikle anahtarlama olmadan etkilenmeyen kapasitelerin hepsi çıkış kapasiteleridir.

Özet olarak DA-DA güç çeviricilerinde anahtarlama etkisi aktarma süresince aşağıdaki üç olasılıktan bir ya da ikisi ile ilişkilidir [3].

- Anahtarlama, sabit bir dışsal gerilim kaynağını, giriş endüktif dal içeren bir göze uygular.
- Anahtarlama, yüklenmiş bir endüktif dalı başka bir çıkış RC dalına ya da içeride bulunan kapasitif dal içeren bir düğüme uygular.
- Anahtarlama, içeride bulunan kapasiteyi, içeride bulunan endüktif dal içeren bir göze uygular.

DA-DA güç çeviricilerinin tümünde anahtar konum değişkeni olan ‘ u ’ vektörü bulunur.

4.3.2 Enerji ve Kayıp Fonksiyonları

Elektrik devrelerinin EL modellerinde, kinetik enerji ifadesi genel olarak şu şekildedir:

$$T_u = \frac{1}{2} \dot{q}_L^T L \dot{q}_L; \dot{q}_L \in R^{n_L} \quad (4.5)$$

Burada ‘ \dot{q}_L ’ endüktans akımlarının vektörünü, ‘ L ’ belirli bir pozitif köşegen matrisi göstermektedir.

EL modellerinde genelleştirilmiş potansiyel enerji olan ‘ V ’ iki terim içerir. Bunlardan biri kapasitelerin içinde depolanmış potansiyel enerjidir ki; bu kapasiteler anahtarlama olmadan doğrudan etkilenmez. Diğer terim ise endüktif gözden çıkıp,

anahtarlama ile bir başka göze giren kapasitedeki potansiyel enerjidir. Anahtarlama etkilenmeyen kapasitelerin elektriksel yükleri n_{C_i} -boyutlu q_{C_i} vektörüdür. Anahtarlama etkilenen kapasitelerin elektriksel yükleri n_{C_v} -boyutlu q_{C_v} vektörleridir. Ancak anahtarlama etkilenen kapasitelerin elektriksel yükleri genelleştirilmiş koordinatlar şeklinde yazılamaz. Çünkü bu elektriksel yükler anahtarlama etkilenen endüktif gözlere bağlıdır. Bir başka deyişle bu elektriksel yük denklemleri, $n_{C_v} \times n_L$ boyutlu $V(u)$ matrisinden oluşan, $q_{C_v} = V(u)q_L$ 'u'nun bir fonksiyonudur. Burada $V(u)$ matrisi “*Kapasite gözü ek matrisi*” (Capacitor mesh insertion matrix) olarak adlandırılır. Bu durumda potansiyel enerji aşağıdaki şekilde tanımlanır [3]:

$$V_u = \frac{1}{2} q_{C_i}^T C_i^{-1} q_{C_i} + \frac{1}{2} q_{C_v}^T C_v^{-1} q_{C_v} \quad (4.6)$$

$$= \frac{1}{2} q_{C_i}^T C_i^{-1} q_{C_i} + \frac{1}{2} q_L^T V^T(u) C_v^{-1} V(u) q_L \quad (4.7)$$

EL Rayleigh kayıp fonksiyonunun değişkenleri çıkıştaki yük direncinin üzerinde etkili olan akımlar aracılığı ile belirlenir. Bu akımlar, anahtarlama etkisi ile çıkış düğümlerine giren endüktif dallardan geçen akımlar ile anahtarlama etkisinden bağımsız çıkış kapasitelerinden geçen akımlar arası fark ile hesaplanır. Çıkış kapasiteleri üzerinden geçen akımlar, ‘ \dot{q}_{C_i} ’ vektörü ile tanımlanmıştır. Çıkış düğümleri üzerinden geçen endüktif akımlar ise ‘ q_L ’ vektörünün bir alt vektörüdür. Bu alt vektör $n_o \times n_{q_L}$ boyutlu $Z(u)\dot{q}_L$ formundadır. Burada $Z(u)$ matrisi “*endüktif dal düğümü ek matrisi*” (inductive branch node insertion matrix) olarak adlandırılır. Bu durumda Rayleigh kayıp fonksiyonu aşağıdaki şekilde olur [3]:

$$F_u = \frac{1}{2} [Z(u)\dot{q}_L - \dot{q}_{C_i}]^T R [Z(u)\dot{q}_L - N\dot{q}_{C_i}] \quad (4.8)$$

Burada, R matrisi köşegen bir matris olup direnç değerlerini içerir.

Son olarak, ‘ Q_u ’ dışsal kaynaklar vektörü, genellikle anahtarlama ile giriş uygulanan ve sıfır olmayan dışsal kaynakları içerir. Bu vektörü tanımlamak için ‘ n_E ’

gerilim kaynakları vektörü ve bunun bir alt vektörü olarak ‘ E ’ sıfır olmayan kaynaklar vektörü olarak tanımlanırsa, bu vektörün boyutu $n_E = n_i$ olur. Bu durumda Q_u aşağıdaki şekilde gösterilir:

$$Q_u = \left[(Q(u)E)^T, 0_{1 \times (n_L - n_i)} \right]^T \quad (4.9)$$

Burada ‘ $Q(u)$ ’ kare bir matris olup “giriş gözleri dış kaynağı ek matrisi” (input mesh external source insertion matrix) olarak tanımlanır ve $n_i \times n_E = n_i \times n_i$ boyutludur [3].

4.3.3 EL Modelin Özellikleri

Yukarıda açıklanan biçimde seçilen EL değişkenleri kullanılırsa, elde edilen EL denklemleri ile birçok DA-DA çeviriciyi de içeren, daha genel ve geniş kapsamlı bir DA-DA güç çevirici modelini elde etmeyi olanaklı kılar [3]:

$$\begin{aligned} L\dot{q}_L + V^T(u)C_V^{-1}V(u)q_L &= -Z^T(u)R[Z(U)\dot{q}_L - q_{C_i}] + Q_u \\ C_i^{-1}q_{C_i} &= R[Z(u)\dot{q}_L - \dot{q}_{C_i}] \end{aligned} \quad (4.10)$$

Genelleştirilmiş anahtarlamalı devrenin bir durum uzay modeli $x_L = \dot{q}_L$, $x_{C_i} = q_{C_i}$ ve $x_{C_v} = C_v^{-1}q_{C_v} = C_v^{-1}V(u)q_L$ durum vektörlerinin birleşimi ile tanımlanarak elde edilir. ‘ u ’ sabit değişkenlerden oluşan bir vektör olarak alındığında, bazı cebirsel işlemler yapılarak DA-DA güç çeviricileri için aşağıdaki genel durum uzay modeline ulaşılır [3].

$$\begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & C_v & 0 \\ 0 & 0 & C_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_L \\ \dot{x}_{C_v} \\ \dot{x}_{C_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -Z^T(u) & -V^T(u) \\ Z(u) & 0 & 0 \\ V(u) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_L \\ x_{C_v} \\ x_{C_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_L \\ x_{C_v} \\ x_{C_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(u)E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Yukarıdaki denklemler kümesi aşağıdaki şekilde tekrardan yazılırsa:

$$D\dot{x} + G(u)x + Rx = \varepsilon \quad (4.12)$$

Burada:

$$x \triangleq \begin{bmatrix} x_L^T & x_{C_v}^T & x_{C_t}^T \end{bmatrix}^T \quad (4.13)$$

D : Pozitif tanımlı köşegen bir matris,

$G(u)$: Herhangi bir ‘ u ’ değeri için çarpık simetrik bir matris,

R : Pozitif yarı tanımlı köşegen bir matristir.

Bu modelin bazı yapısal özelliklerini açıklamak gerekirse, ilk dikkat edilmesi gereken husus devrenin toplam enerjisidir. Bu enerji aşağıdaki şekilde verilmiştir:

$$H_u = T_u + V_u = \frac{1}{2} x^T D x \quad (4.14)$$

$G(u)$ ’nun çarpık simetri özelliği nedeniyle (4.12) denklemini aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\underbrace{H_u(T) - H_u(0)}_{\text{depolanan enerji}} + \underbrace{\int_0^T x^T R x(t) dt}_{\text{kayıp enerji}} = \underbrace{\int_0^T x^T(t) \varepsilon dt}_{\text{enerji kaynağı}} \quad (4.15)$$

Bu durumda aşağıdaki yorumlar yapılabilir:

- Beklendiği gibi devre dinamikleri, ‘ E ’ geriliminden, ‘ x_L ’ endüktans akımlarına doğru pasif bir operatör tanımlar.
- Model bir EL sistem olmasına rağmen diğer modellerden farklılık gösterir. Bu modelde kontrol işareti bir dış kuvvet olarak sistemin enerji denge denklemini etkilemez.
- Sistem genellikle kısmen sönümlendirilmiştir. Sistemi kesin pasif hale getirmek için dışardan sönüm eklemek gerekmektedir.

4.4 DGM Kontrollü Sistemlerin Yaklaşık Modelleri

Bu bölümde Darbe genlik modülasyonu ile kontrol edilen DA-DA çeviricilerinin Lagrangian dinamik yaklaşıma göre yaklaşık bir matematik modeli oluşturulacaktır. Öncelikle anahtarın iki durumuna ilişkin EL değişkenleri bulunur. Bundan sonra,

çalışma oranı fonksiyonunun uygun bir modülasyonu kullanılarak, sabit olmayan EL değişkenlerinin ortalama darbe genlik modülasyonu elde edilir. Bu modülasyonun uygun olup olmadığı, çalışma oranının uç noktalarında, doyuma gittiği durumlarda, orijinal EL değişkenlerini vermesiyle anlaşılır.

Bu bölümde ilk olarak DGM kontrollü doğrusal olmayan sistemlerden bahsedilecektir. Bundan sonra Süreksiz kontrollü EL sistemlerinin yaklaşık modeli ele alınacaktır. Bu genel modelleme yöntemi, Lagrange denklemlerine uygulanarak, DA-DA çeviricilerinin yaklaşık modelleri elde edilecektir.

4.4.1 Darbe Genişlik Modülasyonu

DGM yaygın olarak anahtarlama sistemlerinin regülasyonunda kullanılan bir tekniktir. Anahtarlama sistemlerinin kontrol girişi genellikle, ayrık $\{0,1\}$ değerleri alan, anahtar konum fonksiyonudur. Sonlu zaman aralığında ‘bir’ değerini alan, bunun dışında ‘sıfır’ değerini alan, anahtar konum fonksiyonuna ilişkin skaler zaman işaretine “*darbe*” adı verilir. DGM regülasyon tekniği, sabit frekanslı örnekleme işlemi ile birlikte kullanılır. Her bir örnekleme anında kontrol edilen sistemin durumu tanımlanır ve mevcut örnekleme aralığı için darbenin genişliği belirlenir. Örnekleme aralığındaki ‘ T ’nin genişliğine çalışma oranı adı verilir ve ‘ $\mu(\cdot)$ ’ ile gösterilir. DGM’nin birçok gösterim şekli olmasına karşın, bu çalışmada zaman aralığı ‘ t_k ’ ile başlayıp ‘ $t_k + T$ ’ ile biten model ele alınacaktır. Eğer bütün örnekleme aralığı boyunca darbe uygulanmışsa ya da hiç darbe uygulanmamışsa çalışma oranı “*doyma durumu*” altında çalışmaktadır. Bu durumda çalışma oranı fonksiyonu, $(0,1)$ aralığında değerler alan geri beslemeli durum fonksiyonudur [3].

Doğrusal olmayan tek giriş tek çıkışlı bir sistemi aşağıdaki şekilde ele alınırsa [3]:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (4.16)$$

Burada ‘ u ’ ayrık $(0,1)$ değerleri alan anahtar konum fonksiyonu olarak adlandırılır.

DGM aşağıdaki şekilde gösterilir [3]:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{for } t_k < t \leq t_k + \mu(x(t_k))T \\ 0 & \text{for } t_k + \mu(x(t_k))T \leq t < t_k + T = t_{k+1} \end{cases} \quad (4.17)$$

Denklem (4.16) ve (4.17)'de gösterilen sistemin en büyük problemi, verilen çalışma oranı fonksiyonu için, t_k ; $k = 0,1,2,\dots$, örnekleme değerlerinde sistemin durumunun belirlenmesidir. Doğrusal sistem yaklaşımı için, sorunun çözümü ancak küçük boyutlu sistemler için mümkündür.

Daha basit ve kullanışlı olan sürekli zaman DGM kontrollü sistemlerin yaklaşık modelleri, ayırık anahtarlamalı kontrollü sistemler yerine kullanılır. Genellikle yaklaşık durum uzay modeli olarak bilinen yaklaşık model, örnekleme zamanı sıfıra yaklaşan sürekli zaman DGM kontrollü sistemlerin yaklaşık modellerinden elde edilir.

' T ' genliğinde, herhangi bir $[t_k, t_{k+1}] = [t_k, t_k + \mu(x(t_k))T] \cup [t_k + \mu(x(t_k))T, t_{k+1}]$, örnekleme zaman aralığı varsayıldığında, (4.16) ve (4.17) denklemlerine dayanarak, (4.16)'daki eşitliğin durum değeri, örnekleme aralığının son değerinde, diferansiyel denklemler kullanılarak aşağıdaki şekilde gösterilir [3]:

$$x(t_k + \mu(x(t_k))T) = x(t_k) + \int_{t_k}^{t_k + \mu(x(t_k))T} [f(x(\sigma)) + g(x(\sigma))] d\sigma \quad (4.18)$$

Diğer yandan ' $t_k + T = t_{k+1}$ ' eşitliği sağlanıyorsa:

$$x(t_k + T) = x(t_k + \mu(x(t_k))T) + \int_{t_k + \mu(x(t_k))T}^{t_k + T} f(x(\sigma)) d\sigma \quad (4.19)$$

eşitliğine ulaşılır. (4.18) denklemi (4.19) denkleminde çıkartıldığında aşağıdaki eşitlik elde edilir [3]:

$$\begin{aligned} x(t_k + T) &= x(t_k) + \int_{t_k}^{t_k + \mu(x(t_k))T} [f(x(\sigma)) + g(x(\sigma))] d\sigma + \int_{t_k + \mu(x(t_k))T}^{t_k + T} f(x(\sigma)) d\sigma \\ &= x(t_k) + \int_{t_k}^{t_k + T} f(x(\sigma)) d\sigma + \int_{t_k}^{t_k + T} g(x(\sigma)) d\sigma \end{aligned} \quad (4.20)$$

Örnekleme aralığının ilk ve son değerleri arasındaki fark alınıp, ' T ' örnekleme periyoduna bölüldüğünde aşağıdaki eşitlik sağlanır:

$$\frac{1}{T} [x(t_k + T) - x(t_k)] = \frac{1}{T} x(t_k) + \int_{t_k}^{t_k + T} f(x(\sigma)) d\sigma + \frac{1}{T} \int_{t_k}^{t_k + T} g(x(\sigma)) d\sigma \quad (4.21)$$

' T ' nin limiti sonsuza giderken ' t_k ' yerine ' t ' yazılırsa aşağıdaki ifadeye ulaşılır:

$$\begin{aligned}\lim_{T \rightarrow 0} \frac{1}{T} [x(t_k + T) - x(t_k)] &= \lim_{T \rightarrow 0} \left[\frac{1}{T} x(t_k) + \int_{t_k}^{t_k + T} f(x(\sigma)) d\sigma + \frac{1}{T} \int_{t_k}^{t_k + T} g(x(\sigma)) d\sigma \right] \\ &= \dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))\mu(x(t))\end{aligned}\quad (4.22)$$

Sürekli zaman DGM kontrollü sistemlerin yaklaşık modeli, ayrık kontrol girişi ‘ u ’ nun yerine, sürekli ama sınırlandırılmış çalışma oran fonksiyonu ‘ μ ’ yazılması dışında, doğrusal olmayan modellerdir. Doğrusal olmayan modeller ve bunların (4.22)’deki sürekli zaman ortalama değerinin arasındaki farkı göstermek için ‘ $x(t)$ ’ gösterimi yerine, ortalama durum vektörü ‘ $z(t)$ ’ kullanılır.

Önerme:

DGM kontrollü sistemlerin sürekli durum yaklaşık modeli,

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (4.23)$$

ile,

$$u = \begin{cases} 1 & \text{için } t_k < t \leq t_k + \mu(x(t_k))T \\ 0 & \text{için } t_k + \mu(x(t_k))T \leq t < t_k + T = t_{k+1} \end{cases} \quad (4.24)$$

aşağıdaki gibi ifade edilir [3].

$$\dot{z} = f(z) + g(z)\mu \quad (4.25)$$

4.4.2 Bazı Yapısal Özellikler

Bundan önceki bölümlerde, anahtarlamalı DA-DA çevirici modelinin (4.15)’deki enerji denklemini sağladığı gösterilmiştir. Bu denklem ortalama model içinde geçerlidir, bu da girişte bulunan harici gerilim kaynağı ile giriş akımı arasında pasif bir yol tanımlar. Bu temel özelliğin yanında; DA-DA çeviriciler, pasif tabanlı kontrolör tasarımında kullanılan bazı başka özelliklere de sahiptirler. Bu bölümde özellikler örnek Yükseltici tip çevirici örneği üzerinden açıklanacaktır.

4.4.2.1 Sıfır Dinamikleri

(4.58)’deki diferansiyel denklemlerden ‘ z_1 ’ terimi çıkartılırsa, aşağıdaki doğrusal olmayan diferansiyel denkleme ulaşılır [3]:

$$\ddot{z}_2 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{\dot{\mu}}{1-\mu} \right) \dot{z}_2 + \frac{1}{LC} \left[(1-\mu)^2 + \frac{L}{R} \frac{\dot{\mu}}{1-\mu} \right] z_2 = (1-\mu) \frac{E}{LC} \quad (4.26)$$

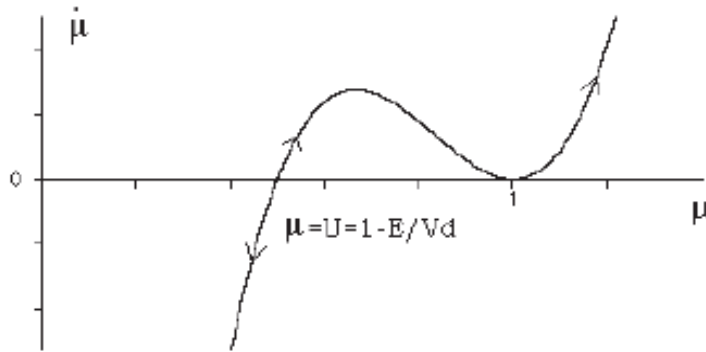
Giriş çıkış ifadesine bağlı olan ‘sıfır dinamikleri’, istenen $z_2 = z_{2d}$ denge noktasında ‘ $\dot{z}_2 = 0$ ’ ve ‘ $\ddot{z}_2 = 0$ ’ eşitlikleri sağlandığında elde edilir. Bu durumda çalışma fonksiyonunun “geriye kalan” dinamikleri aşağıdaki şekildedir [3]:

$$\dot{\mu} = \frac{R(1-\mu)^2}{Lz_{2d}} [E - (1-\mu)z_{2d}] \quad (4.27)$$

Bu denklemin denge noktaları,

$$\mu = 1 \quad ; \quad \mu = 1 - \frac{E}{z_{2d}} \quad (4.28)$$

olup, $z_{2d} > E$ için, $\mu = \mu_d = 1 - E/z_{2d}$ denge noktası fiziksel olarak anlamlıdır. Bu durum Yükseltici tip çeviricilerin yükseltici özelliği olduğunu doğrulamaktadır. Ancak Şekil 4.1’deki (4.27) denkleminde ait faz düzlem grafiğine bakıldığında bu denge noktasının ($\mu = \mu_d = 1 - E/z_{2d}$) kararsız olduğu görülmektedir. Sonuç olarak, ‘ z_2 ’ ortalama çıkış kapasite gerilimli için, Yükseltici çeviricilerin yaklaşık DGM modeli *minimum fazlı olmayan* sistemlerdir [3].



Şekil 4.1: (4.28) denkleminin ait faz düzlem grafiği

İkinci olarak devre çıkışının, ‘ z_1 ’ ortalama giriş akımıyla gösterildiği varsayalım. Yaklaşık sistem için aşağıdaki giriş çıkış diferansiyel denklemi aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$\dot{z}_1 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{\dot{\mu}}{1-\mu} \right) z_1 + \left[(1-\mu)^2 + \frac{1}{LC} \right] z_1 = \frac{E}{L} \left(\frac{1}{RC} + \frac{\dot{\mu}}{1-\mu} \right) \quad (4.29)$$

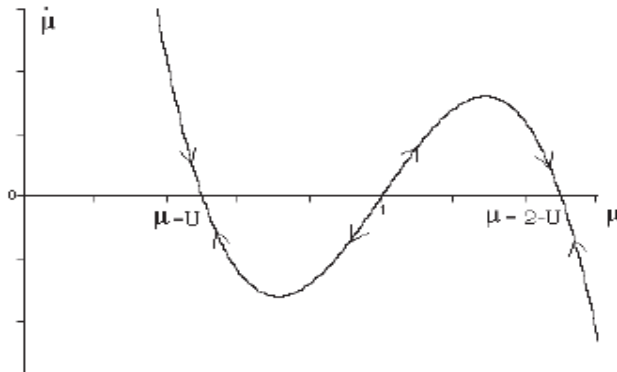
(4.29)’daki giriş çıkış ifadesiyle ilişkili, $z_1 = z_{1d}$ denge noktasındaki sıfır dinamikleri şu şekilde gösterilir:

$$\dot{\mu} = \frac{1-\mu}{RCE} \left[(1-\mu)^2 R_{z_{1d}} - E \right] \quad (4.30)$$

Bu denklemin denge noktaları

$$\mu = 1 \quad ; \quad \mu = 1 - \sqrt{\frac{E}{R_{z_{1d}}}} \quad ; \quad \mu = 1 + \sqrt{\frac{E}{R_{z_{1d}}}} \quad (4.31)$$

olup, $R_{z_{1d}} > E$ sağlandığı sürece, $\mu = \mu_d = 1 - \sqrt{E/R_{z_{1d}}}$ denge noktası fiziksel olarak anlamlıdır. Buradaki ‘ $R_{z_{1d}}$ ’ yük direnci üzerindeki ortalama kararlı durum gerilimini ifade etmektedir. Şekil 4.2’deki (4.30) denklemine ait faz düzlem grafiğine bakıldığında bu denge noktasının ($\mu = \mu_* = 1 - \sqrt{E/R_{z_{1d}}}$) kararlı olduğu görülmektedir. Sonuç olarak, ‘ z_1 ’ ortalama giriş endüktans akımı Yükseltici tip çeviricilerin yaklaşık DGM modeli *minimum fazlı* sistemlerdir [3].



Şekil 4.2 : (4.30) denkleminin ait faz düzlem grafiği

4.4.2.2 Denge Noktası

Bu bölümde ortalama çıkış gerilimi ve ortalama giriş akımı arasındaki ilişki gösterilecektir. Bu ilişkiyi göstermek için öncelikle ‘ $\mu = \mu_d$ ’ çalışma oranı fonksiyonu sabit kabul edilir. Bu durumda (4.58) denkleminde verilmiş olan yaklaşık DGM modeli denklemlerinden yola çıkarak, kararlı denge değerine ilişkin ‘ z_1^* ’, ortalama giriş akımı ve ‘ z_2^* ’, ortalama çıkış gerilimi şu şekilde ifade edilir [3]:

$$z_{1d} = \frac{E}{(1-\mu_d)^2 R} \quad ; \quad z_{2d} = \frac{E}{1-\mu_d} \quad (4.32)$$

$\mu = \mu_d = 1 - E/z_{2d}$ sabit çalışma oranına ilişkin verilmiş ‘ z_{2d} ’ istenen çıkış gerilim denge değeri için, ortalama giriş akımına ait tek bir denge değeri vardır. Bu denge değeri aşağıdaki gibi bulunur [3]:

$$z_{1d} = \frac{z_{2d}}{R(1-\mu_d)} = \frac{1}{RE} z_{2d}^2 \quad (4.33)$$

Eğer ‘ z_2 ’, ‘ μ ’ çalışma oranı fonksiyonun kararlı durum denge değeri olan ‘ μ_d ’ a ilişkin bir denge değeri ‘ z_{2d} ’ a göre regüle edilmek isteniyorsa; regülasyon dolaylı olarak, ‘ z_1 ’ ortalama giriş akımı (4.33) de hesaplanan ‘ z_{1d} ’ denge değerine göre kararlı hale getirilerek yapılabilir.

4.5 Manyetik Devreler

Bu bölümde içerisinde manyetik eleman içeren DA-DA çeviricilerin EL tabanlı modellenmesi ele alınacaktır. Öncelikle manyetik endüktans çifti ele alınacak daha sonra farklı çevrimlerde birçok manyetik çift bulunan devreler için genelleştirme yapılacaktır.

L_1 ve L_2 değerli bir çift manyetik bağlı endüktans, $k \in [0,1)$ bağlantı oranı ve $n = \sqrt{L_1 L_2}$ çevirme oranına sahip bir transformatörün ideal olmayan eşitliği gibi düşünülebilir. Bağlantı sonucu manyetize olan akımlar, ‘ k ’nın genliğine bağlı olarak, aynı akış yolunu paylaşırlar. Bu durum enerji için manyetik bir alanı kullanan

ek bir yol tanımlar. Aynı akış yoluna bağlı olan manyetik bağlı bir çift endüktans için ‘ $\phi_{i,j} = 1,2$ ’ akıları şu şekilde tanımlanır [5]:

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} \\ L_{21} & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Burada ‘ $L_{12} \geq 0$ ’ ve ‘ $L_{21} \geq 0$ ’ olması durumunda *karşılıklık (reciprocity)* durumu tanımlanmış olur.

Doğrusal bir transformatör “ $L_{12} = L_{21} = L_M$ ” eşitliğini sağlar. Burada ‘ L_M ’ değişkenine *ortak endüktans (mutual inductance)* adı verilir [5].

Doğrusal bir transformatör için aşağıdaki eşitlik sağlanır [5]:

$$L_M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (4.35)$$

Bu ilişkiden de anlaşılacağı üzere, eğer ‘ $k = 0$ ’ ise ‘ L_1 ’ ve ‘ L_2 ’ aralarında manyetik bir bağlantı olmayan iki bağımsız endüktanstır ve ‘ $L_M = 0$ ’dır. ‘ $L_M \neq 0$ ’ olduğu durumlarda ‘ L_M ’, ‘ L_1 ’ ve ‘ L_2 ’ arasındaki ilişkiyi ifade eder.

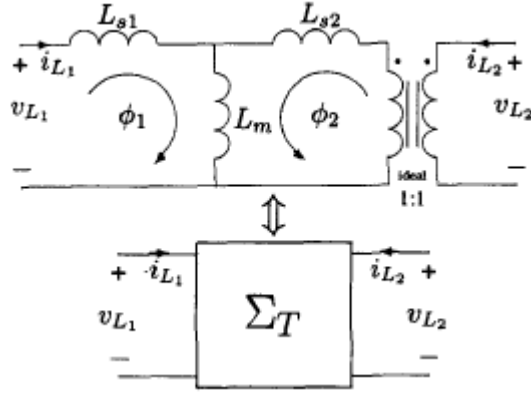
$$v_{L_j} = \frac{d\phi}{dt}, j=1,2 \text{ olmak üzere akım ve gerilimleri tanımlamak için } (4.34)$$

düzenlenirse aşağıdaki eşitlik elde edilir [5]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(1-k^2)L_1} & -\frac{nk}{(1-k^2)L_1} \\ -\frac{nk}{(1-k^2)L_1} & \frac{n^2}{(1-k^2)L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{L_1} \\ v_{L_2} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

Bu eşitlikte ‘ $1-k^2$ ’ terimi manyetik akı kaybı olarak adlandırılır ve her iki endüktansın da paylaşmadığı akı kaybını göstermektedir. Diğer değişkenler ise endüktanslar arasındaki enerji paylaşımını gösterirler.

(4.34) ve (4.36)’daki denklemlerin görsel gösterimi Şekil 4.3’de verilmiştir. Burada, ‘ $L_{sj} = L_j - L_M, j=1,2$ ’ birincil ve ikincil sargı arasındaki kaçak endüktanstır [5].



Şekil 4.3 : Manyetik bağlı endüktans çiftlerinin eşdeğer gösterimi

Lagrange modellemesi için manyetik bağlantı endüktans çiftinin tek bir sistem olduğu varsayılır ve ‘ T ’ toplam depo enerjisi akımlar cinsinden aşağıdaki şekilde ifade edilir [5]:

$$T(i_{L_1}, i_{L_2}) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} L_1 & L_M \\ L_M & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

N tane manyetik bağ içeren N tane endüktans için genel bir tanım yapmak gerekirse, benzer bir yol izlenerek aşağıdaki eşitlik sağlanabilir:

$$T(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T \begin{bmatrix} L_1 & L_{12} & \dots & L_{1N} \\ L_{21} & L_2 & \dots & L_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{N1} & L_{N2} & \dots & L_N \end{bmatrix} \dot{q} \quad (4.38)$$

Burada ‘ i ’ akım değişkeni yerine ‘ $q = [q_1, q_2, \dots, q_N]^T$ ’ genelleştirilmiş koordinatlar yazılmıştır.

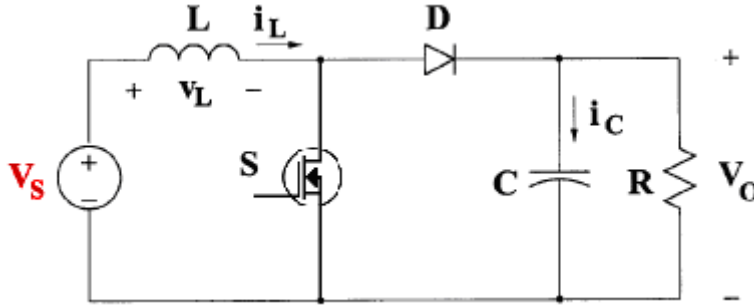
(4.38) eşitliğinde $T(q, \dot{q}) \geq 0$ eşitliği sağlanır. Ayrıca bu eşitlikte ‘ $L_{12}, L_{21}, \dots, L_{N-1,N}, L_{N,N-1}$ ’ endüktanslar arasındaki manyetik bağlantıları gösterirken, L_1, L_2, \dots, L_N endüktansların ayrı ayrı değerlerini ifade eder.

4.6 Örnekler

Bu altbölümde daha önceki bölümlerde açıklanan yöntem izlenerek Yükseltici, Alçaltıcı-Yükseltici ve Çapraz tip çeviricilerin EL tabanlı modellemeleri yapılarak benzetim sonuçları verilecektir.

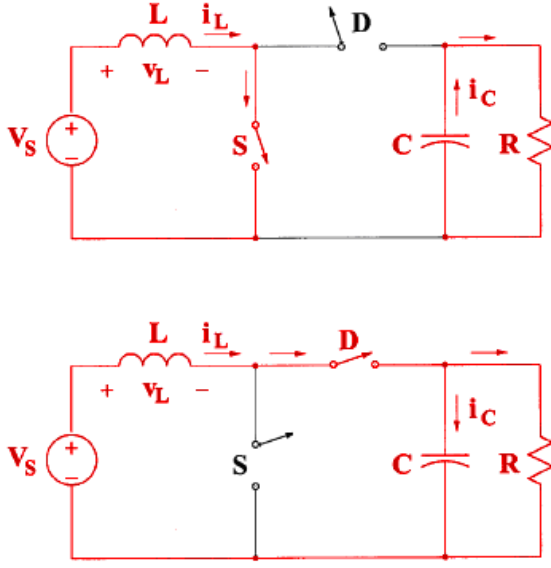
4.6.1 Yükseltici tip Çevirici

Yükseltici çevirici, giriş gerilimini istenilen gerileme yükseltmek için kullanılan bir DA-DA çevirici çeşididir. Çeviricinin yapısı Şekil 4.4'de verilmiştir. Bu yapı, ' V_s ' DA Giriş kaynağı, ' L ' yükseltici endüktansı, ' S ' anahtarı, ' D ' diyotu, ' C ' çıkış kapasitesi ve ' R ' yük direncinden oluşur.

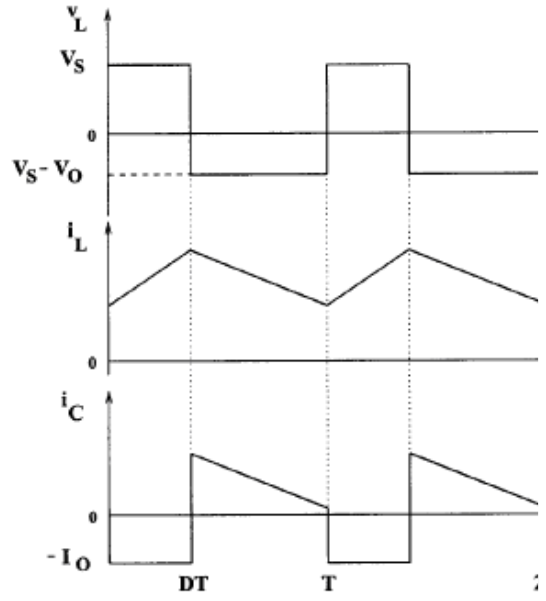


Şekil 4.4 : Yükseltici tip çevirici yapısı

Çeviricinin dalga şekilleri Şekil 4.6'da verildiği biçimdedir. Buradan da anlaşılacağı gibi ' S ' anahtarı kapalı konumda iken, anahtar açık konuma gelene kadar, ' L ' endüktansının akımı doğrusal şekilde artış gösterir. Anahtar açık konuma geldikten sonra endüktansta depolanan enerji ' D ' Diyot üzerinden RC devresine aktarılır. ' R ' yük direnci enerjisini anahtar kapalı konumda olduğu sürece enerjisini ' C ' çıkış kapasitesinden, anahtar açık olduğu konumda ise, ' L ' endüktansından ve ' V_s ' giriş kaynağından alır (Bkz. Şekil 4.5) [2].



Şekil 4.5 : Çalışma Şekli



Şekil 4.6 : Dalga Şekilleri

Faraday kanunlarından, sürekli halde çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki ilişki aşağıdaki gibi olur:

$$V_s DT = (V_o - V_s)(1 - D)T$$

Burada:

D : Çalışma oranı,

T : Çalışma periyodu,

V_s : Giriş gerilimi,

V_o : Çıkış gerilimidir.

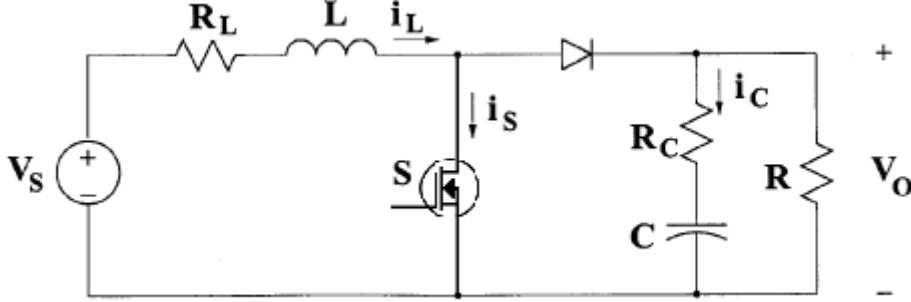
Bu durumda sürekli halde çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki ilişki aşağıdaki şekildedir:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 - D} \quad (4.39)$$

Buradan da anlaşılacağı üzere bu tip DA-DA çeviricilerde çıkış gerilimi her zaman giriş gerilimden yüksektir.

4.6.1.1 Sistem Modeli

Öncelikle olası iki anahtar konumu için devrelerin Euler-Lagrange denklemleri çıkarılır. Bu denklemlerin kullanılmasının nedeni EL değişkenleriyle ifade edilen olası iki devre topolojisinin, anahtarlardan fiziksel olarak nasıl etkilendiğini belirlemektir.



Şekil 4.7 : Yükseltici tip çevirici sistem modeli şeması

Giriş akımı ' q_L ' elektriksel yükünün türevi ' \dot{q}_L ' ile ifade edilir.

Kapasite gerilimi, ' q_C ' çıkış kapasitesinin elektriksel yükü olmak üzere, $\frac{q_C}{C}$ olarak ifade edilir.

Devrenin ' $u=1$ ' ve ' $u=0$ ' iki farklı durumu vardır. Bu durumlar için ayrı ayrı Lagrange fonksiyonları ve Rayleigh kayıp fonksiyonları tanımlanarak sistemin EL modeli elde edilir.

Devrenin EL modeli, ' $u=1$ ' için aşağıdaki ifadeler kullanılarak oluşturulur;

$$\begin{aligned} T_1(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2}L(\dot{q}_L)^2 & ; & \quad V_1(q_C) = \frac{1}{2C}q_C^2 \\ F_1(\dot{q}_C) &= \frac{1}{2}R(\dot{q}_C)^2 + \frac{1}{2}R_L(\dot{q}_L)^2 + \frac{1}{2}R_C(\dot{q}_C)^2 & ; & \quad Q_{q_L}^1 = E \quad ; \quad Q_{q_C}^1 = 0 \end{aligned} \quad (4.40)$$

Burada,

$T_1(\dot{q}_L)$: Devrenin kinetik enerjisi

$V_1(q_C)$: Devrenin potansiyel enerjisi

$F_1(\dot{q}_C)$: Rayleigh kayıp fonksiyonu

$Q_{q_L}^1, Q_{q_C}^1$: ‘ q_C ’, ‘ q_L ’ üzerine etkiyen *genelleştirilmiş kuvvet* fonksiyonları olur.

Devrenin ‘ $u = 1$ ’ için EL modeli ise;

$$\begin{aligned} T_0(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2}L(\dot{q}_L)^2 & ; & \quad V_0(q_C) = \frac{1}{2C}q_C^2 \\ F_1(\dot{q}_C) &= \frac{1}{2}R(\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2 + \frac{1}{2}R_L(\dot{q}_L)^2 + \frac{1}{2}R_C(\dot{q}_C)^2 & ; & \quad Q_{q_L}^0 = E \quad ; \quad Q_{q_C}^0 = 0 \end{aligned} \quad (4.41)$$

ilişkileri ile elde edilir. Anahtarlamanın $\{0,1\}$ değerleri için oluşturulan EL modellerinde kinetik ve potansiyel enerji ifadeleri birbirinin aynıdır ($T_1 = T_0, V_1 = V_0$). Anahtarlama işlemi sadece Rayleigh kayıp fonksiyonunu değiştirir yani anahtarın $\{0,1\}$ konumları için $F_1(\dot{q}_C)$ ve $F_0(\dot{q}_L, \dot{q}_C)$ değerlerini alacaktır. Görüldüğü üzere sadece Rayleigh Kayıp fonksiyonları anahtarlamaadan etkilenir.

Bu durumda anahtarlamaalı sistem için önerilen anahtarlamaalı EL modeli aşağıdaki şekilde ifadeler ile tanımlanır:

$$\begin{aligned} T_u(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2}L(\dot{q}_L)^2 & ; & \quad V_u(q_C) = \frac{1}{2C}q_C^2 \\ Q_{q_L}^u &= E & ; & \quad Q_{q_C}^u = 0 \\ F_u(\dot{q}_L, \dot{q}_C) &= \frac{1}{2}R((1-u)\dot{q}_L - \dot{q}_C)^2 + \frac{1}{2}R_L\dot{q}_L^2 + \frac{1}{2}R_C\dot{q}_C^2 \end{aligned} \quad (4.42)$$

Burada dikkat edilmesi gereken husus ‘ u ’nun $\{0,1\}$ değerlerini aldığıdır. Bu değerler için yukarıdaki denklemler ayrı ayrı elde edilebilir. O zaman (4.42)’de verilen EL değişkenleri doğrudur.

Anahtarlamaalı sisteme ilişkin Lagrange fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$L_u = T_u(\dot{q}_L) - V_u(q_C) = \frac{1}{2}L(\dot{q}_L)^2 - \frac{1}{2C}q_C^2 \quad (4.43)$$

Bu durumda sistemin modeli:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L_u(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L_u(q, \dot{q})}{\partial q} + \frac{\partial F_u(\dot{q})}{\partial \dot{q}} = Q^u \quad (4.44)$$

denkleminde aşağıdaki şekilde bulunur:

$$L\ddot{q}_L + R(1-u)((1-u)\dot{q}_L - \dot{q}_C) + R_L\dot{q}_L = E \quad (4.45)$$

$$\frac{q_C}{C} - R((1-u)\dot{q}_L - \dot{q}_C) + R_C\dot{q}_C = 0 \quad (4.46)$$

(4.46) dinamik denklemindeki eşitlik (4.45) dinamik denkleminde yerine konulursa,

$$L\ddot{q}_L + (1-u)\frac{q_C}{C} - (1-u)R_C C \frac{\dot{q}_C}{C} + R_L\dot{q}_L = E \quad (4.47)$$

$$\frac{q_C}{C} - R(1-u)\dot{q}_L + (R + R_C)\dot{q}_C = 0 \quad (4.48)$$

Bu dinamik denklemlerde (4.48) denklemi ‘ \dot{q}_C ’ a göre çözümlürse:

$$\dot{q}_C = -\frac{q_C}{C} \frac{1}{R + R_C} + (1-u) \frac{R}{R + R_C} \dot{q}_L \quad (4.49)$$

Bulunan ‘ \dot{q}_C ’ (4.47) denkleminde yerine koyulur ve denklem ‘ \dot{q}_L ’ ye göre çözümlürse:

$$\ddot{q}_L = -\frac{1}{L} r \dot{q}_L - \frac{1}{L} (1-u) \frac{R}{R + R_C} \frac{q_C}{C} + \frac{E}{L} \quad (4.50)$$

Bu denklemde:

$$r = R_L + (1-u)^2 \frac{R R_C}{R + R_C} \quad (4.51)$$

olup ‘ r ’ “eşdeğer anahtarlama direnci” adını alır. Bu durumda sistemin dinamik denklemleri aşağıdaki hale gelirler:

$$\ddot{q}_L = -\frac{1}{L} r \dot{q}_L - \frac{1}{L} (1-u) \frac{R}{R + R_C} \frac{q_C}{C} + \frac{E}{L} \quad (4.52)$$

$$\frac{\dot{q}_C}{C} = (1-u) \frac{R}{(R + R_C) C} \dot{q}_L - \frac{1}{(R + R_C) C} \frac{q_C}{C} \quad (4.53)$$

(4.52) ve (4.53) dinamik denklemlerinde:

$$R_C = 0 \quad ; \quad R_L = 0$$

olarak alınırsa sistemin ideal modeline ulaşılır. Bu ideal model, sistemin kontrolünde ve sıfır durum dinamiklerini tanımlamada kullanılacaktır:

$$\ddot{q}_L = -\frac{1}{L}(1-u)\frac{q_C}{C} + \frac{E}{L} \quad (4.54)$$

$$\frac{\dot{q}_C}{C} = (1-u)\frac{1}{C}\dot{q}_L - \frac{1}{RC}\frac{q_C}{C} \quad (4.55)$$

(4.52) ve (4.53) dinamik denklemleri,

$x_1 = \dot{q}_L$: ' x_1 ' Endüktans akımı,

$x_2 = \frac{q_C}{C}$: ' x_2 ' Kapasite (Çıkış) gerilimi,

olmak üzere düzenlenirse, sistemin durum uzay modeli,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L}(1-u)\frac{R}{R+R_C} \\ (1-u)\frac{R}{C(R+R_C)} & -\frac{1}{(R+R_C)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

şeklinde, çıkış gerilimi ise:

$$x_o = (1-u)\frac{R_C R}{(R_C + R)}x_1 + \frac{R}{(R_C + R)}x_2 \quad (4.57)$$

biçiminde elde edilir. Ayrıca (4.55) ve (4.56) denklemleri ile tanımlanan sistemin ideal modeli de aşağıdaki şekilde tanımlanacaktır:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L}(1-u) \\ (1-u)\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

4.6.1.2 Sonuçların Benzetim Programı Sonuçları ile Karşılaştırılması

Yukarıdaki şekilde verilen benzetim i aşağıdaki parametreleri kullanılırsa:

$$C = 20\mu F \quad ; \quad R = 30\Omega \quad ; \quad L = 20mH \quad ; \quad R_L = 0.05\Omega \quad ; \quad R_C = 0.2\Omega \quad ; \quad E = 15V$$

Sistemin matematik modeli aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -9.93(1-u)^2 - 2.50 & -49.7 + 49.7u \\ 0.452 \times 10^5 (1-u), & -0.151 \times 10^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 750 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

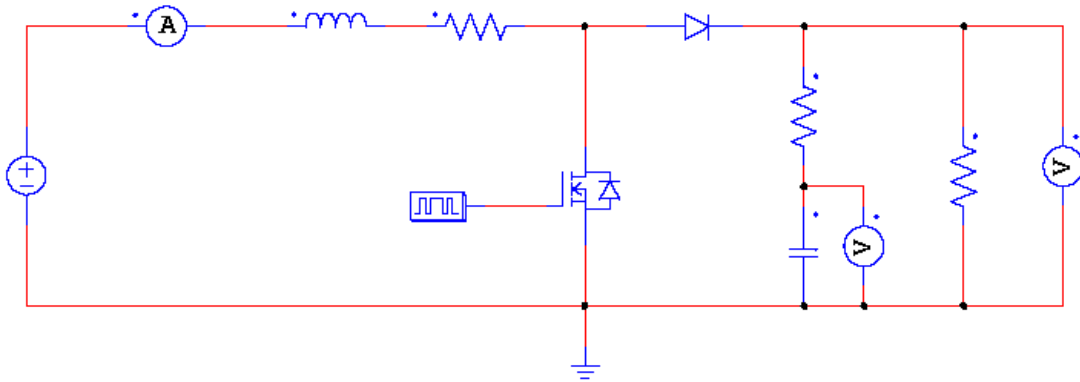
Bu durumda çıkış gerilimi ise aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$x_o = 0.993x_2 + 0.199(1-u)x_1 \quad (4.60)$$

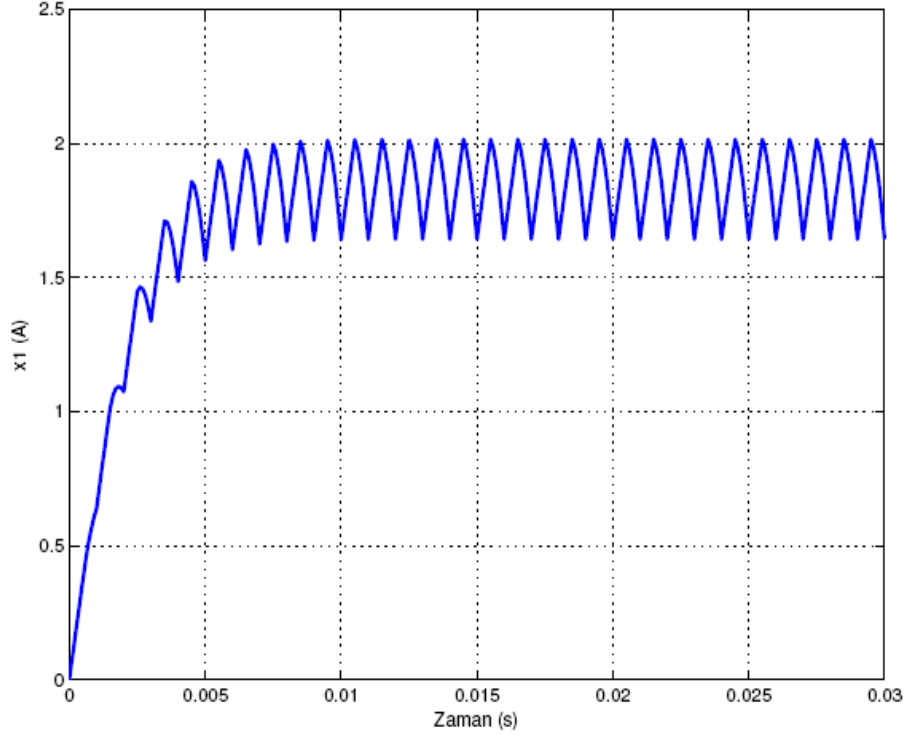
Bulunan matematik modelin doğruluğunu test etmek için, ele alınan sistemin benzetimi, ticari bir program olan PSIM kullanılarak yapılacak ve aynı parametre değerleri ve aynı koşullar altında elde edilen sonuçlar sistemin EL denklemlerinden elde edilen sonuçlarla karşılaştırılacaktır.

PSIM benzetim programında kurulan Yükseltici tip çeviricinin devre şeması Şekil 4.8'deki biçimdedir:

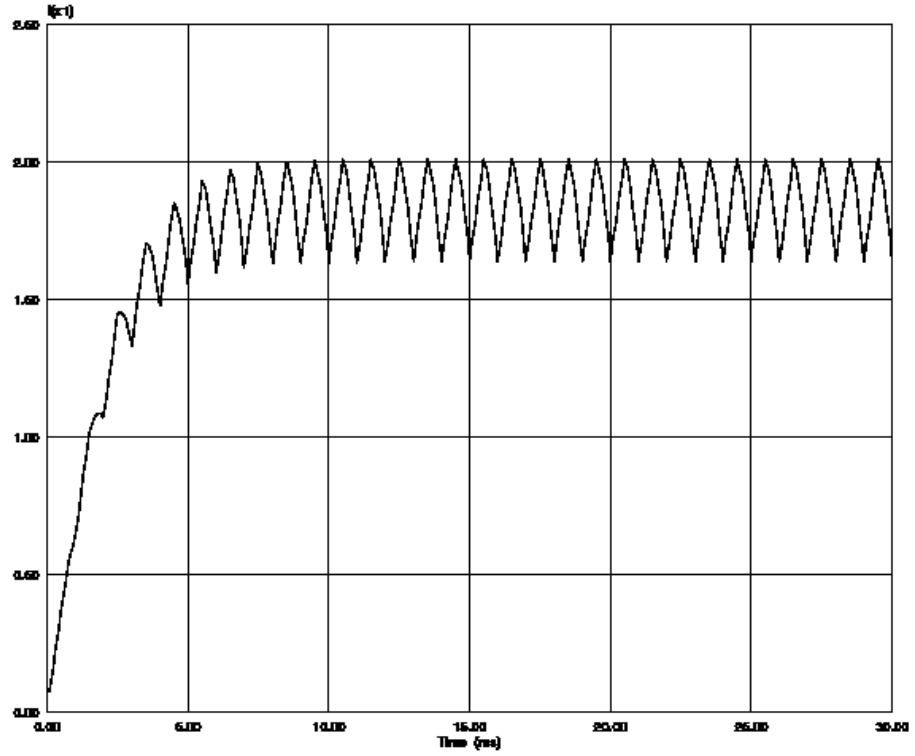
En son olarak 'u' işaretini %50 çalışma oranı ile 1Khz'lik DGM şeklinde uygulanırsa, 'x₁' endüktans akımı Şekil 4.9, 'x₂' kapasite gerilimi Şekil 4.10 ve 'x_o' çıkış gerilimi Şekil 4.11'deki biçimde elde edilmiştir.



Şekil 4.8 : PSIM benzetim programında kurulan Yükseltici tip Çevirici Devresi

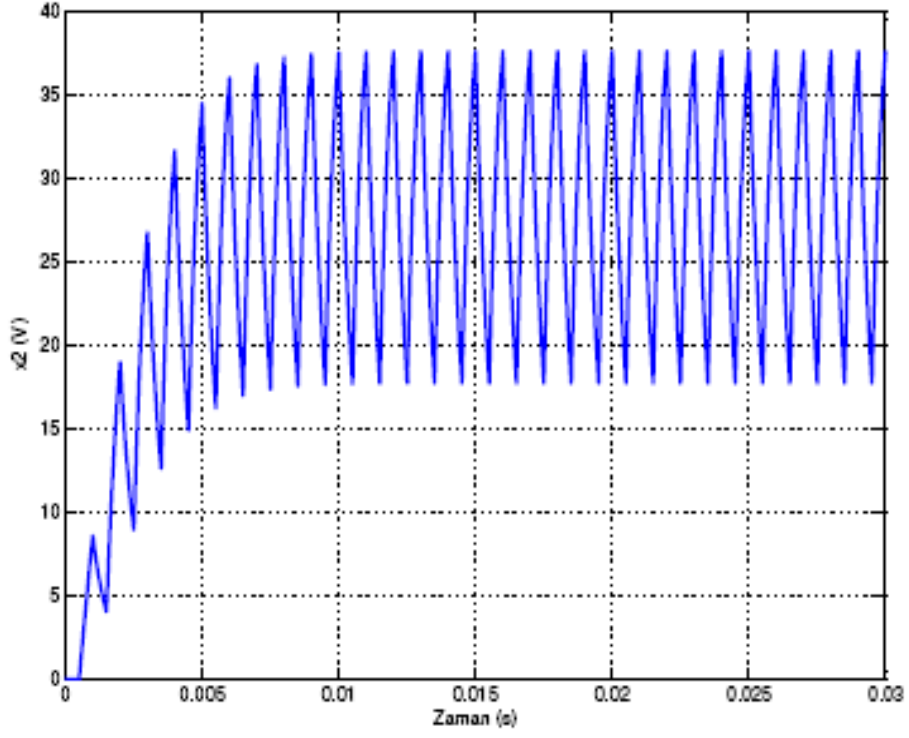


(a)

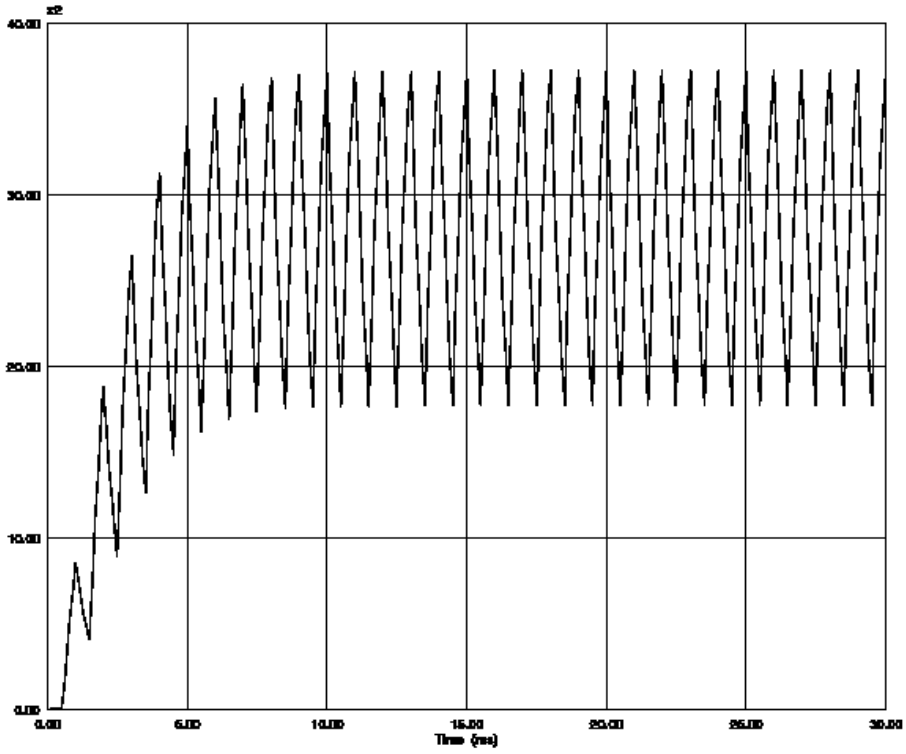


(b)

Şekil 4.9 : EL Modelinden hesaplanan ' x_1 ' değışkeni (a) ve PSIM'de bulunan ' x_1 ' değışkeni (b)

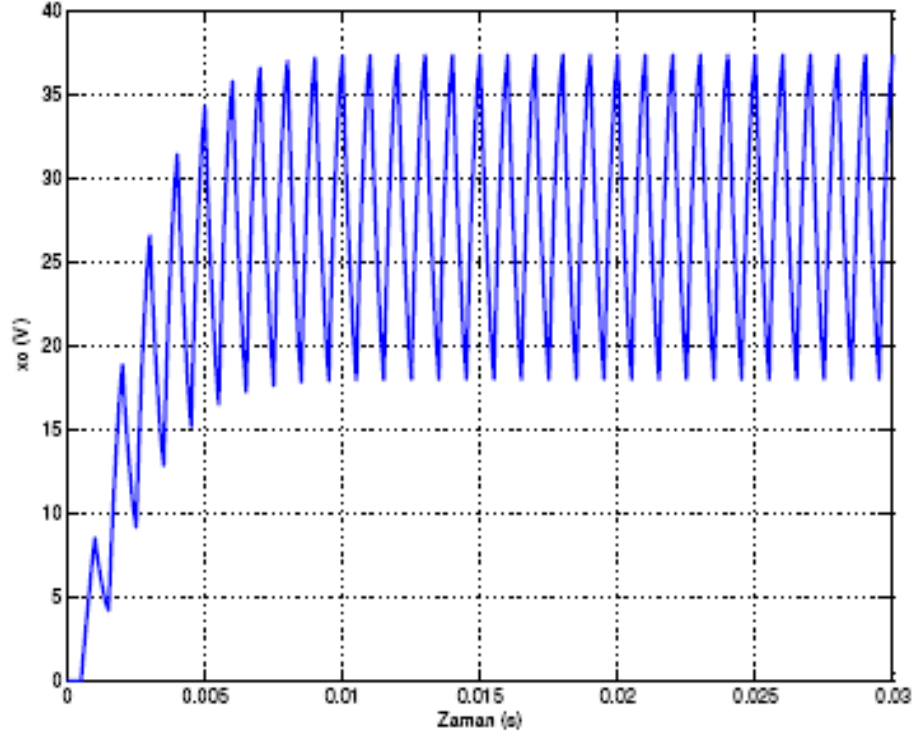


(a)

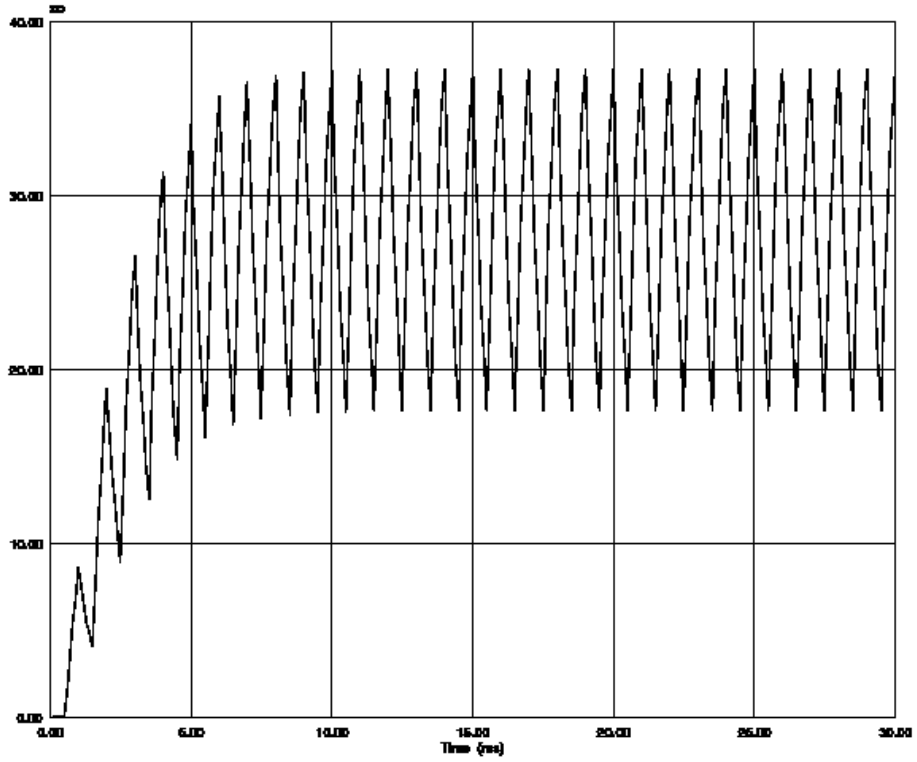


(b)

Şekil 4.10 : EL Modelinden hesaplanan ' x_2 ' değişkeni (a) ve PSIM'de bulunan ' x_2 ' değişkeni (b)



(a)

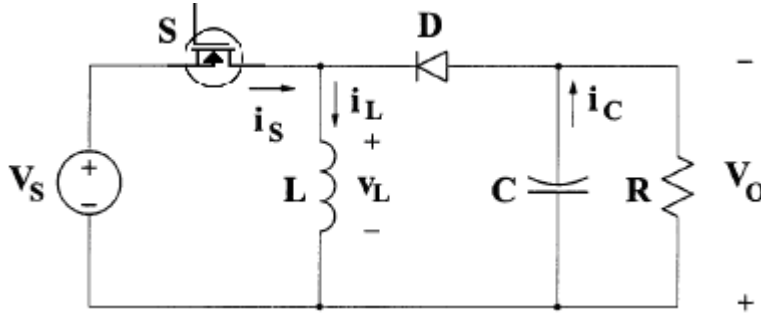


(b)

Şekil 4.11 : Hesaplanan ' x_o ' değişkeni (a) ve PSIM'de bulunan ' x_o ' değişkeni (b)

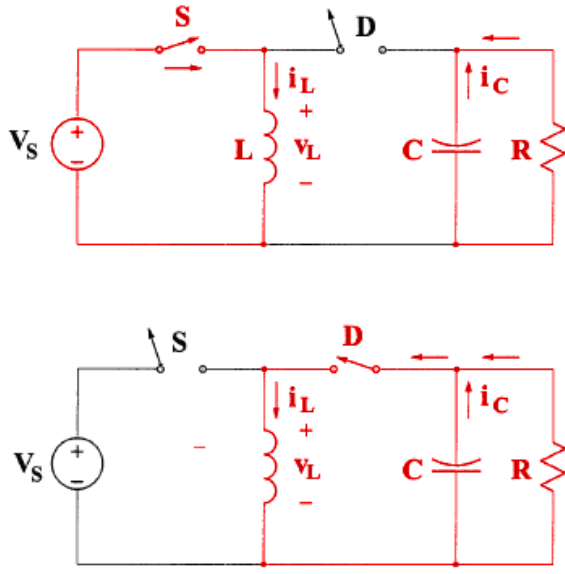
4.6.2 Alçaltıcı-Yükseltici tip Çevirici

Alçaltıcı-Yükseltici tip çevirici giriş gerilimini istenilen gerileme yükseltmek ya da alçaltmak için kullanılan bir DA-DA çevirici çeşididir. Çeviricinin yapısı Şekil 4.12’de verildiği şekildedir. Bu yapı ‘ V_s ’ DA Giriş kaynağı, ‘ L ’ yükseltici endüktansı, ‘ S ’ anahtarı, ‘ D ’ diyotu, ‘ C ’ çıkış kapasitesi ve ‘ R ’ yük direncinden oluşur.

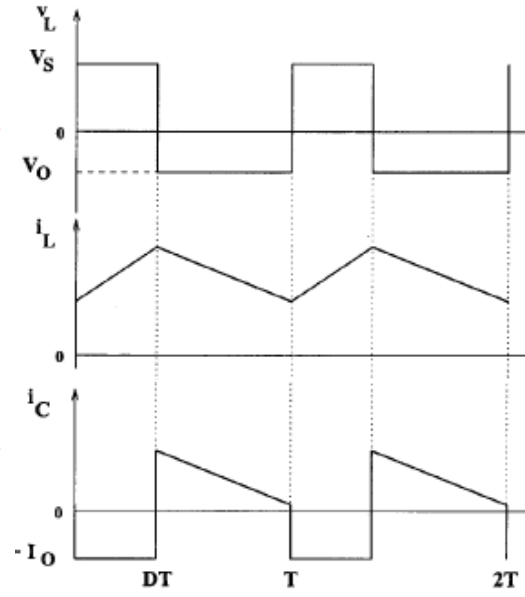


Şekil 4.12 : Alçaltıcı-Yükseltici tip çevirici yapısı

Çeviricinin dalga şekilleri Şekil 4.14’de verildiği biçimdedir. Buradan da anlaşılacağı gibi ‘ S ’ anahtarı kapalı konumda iken, anahtar açık konuma gelene kadar, ‘ L ’ endüktansının akımı doğrusal şekilde artış gösterir. Anahtar açık konuma geldikten sonra endüktansta depolanan enerji ‘ D ’ Diyot üzerinden RC devresine aktarılır. Burada dikkat edilmesi yük ile giriş geriliminin ters kutuplanmış olduğudur. ‘ R ’ yük direnci enerjisini anahtar kapalı konumda olduğu sürece enerjisini ‘ C ’ çıkış kapasitesinden, anahtar açık olduğu konumda ise, ‘ L ’ endüktansından alır (Bkz. Şekil 4.13) [2].



Şekil 4.13 : Çalışma Şekli



Şekil 4.14 : Dalga Şekilleri

Faraday kanunlarından sürekli halde çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki aşağıdaki gibi olur:

$$V_s DT = -V_o (1-D)T$$

Burada:

D : Çalışma oranı,

T : Çalışma periyodu,

V_s : Giriş gerilimi,

V_o : Çıkış gerilimidir.

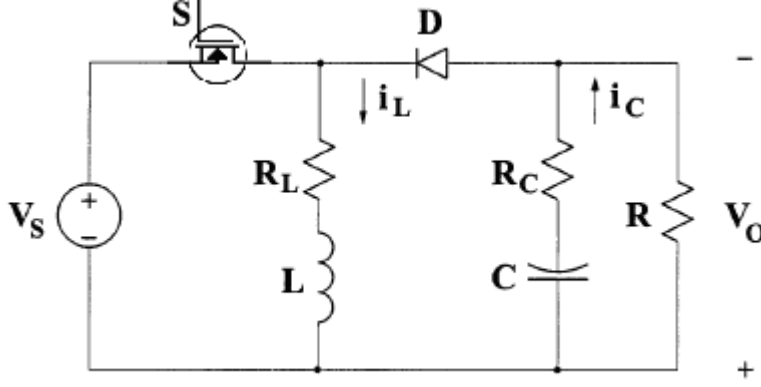
Sonuç olarak, sürekli halde çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki ilişki aşağıdaki şekildedir:

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{D}{1-D} \quad (4.61)$$

Bu ilişkiden de anlaşılacağı üzere bu tip DA-DA çeviricilerde çıkış gerilimi her zaman girişe göre ters kutuplanmıştır ancak giriş seviyesine göre hem azaltılabilir hem de artırılabilir.

4.6.2.1 Sistem Modeli

Olası iki anahtar konumu için devrelerin EL modeli elde edilebilir. Bu model yardımıyla, EL değişkenleriyle ifade edilen olası iki devre topolojisinin, anahtarlama fiziksel olarak nasıl etkilendiğini belirlenebilir.



Şekil 4.15 : Alçaltıcı-Yükseltici tip çevirici sistem modeli yapısı

Giriş akımı ' q_L ' elektriksel yükünün türevi olan, ' \dot{q}_L ' ile ifade edilir.

Kapasite gerilimi ' q_C ', çıkış kapasitesinin elektriksel yükü olmak üzere, ' q_C/C ' olarak ifade edilir.

Devrenin ' $u = 1$ ' ve ' $u = 0$ ' iki farklı durumu vardır. Bu durumlar için ayrı ayrı EL modeli elde edilirse;

Devrenin ' $u = 1$ ' için EL modeli için gerekli ifadeler aşağıdaki gibi bulunur:

$$\begin{aligned} T_1(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2}L(\dot{q}_L)^2 & ; & \quad V_1(q_C) = \frac{1}{2C}q_C^2 \\ F_1(\dot{q}_C) &= \frac{1}{2}R(\dot{q}_C)^2 + \frac{1}{2}R_C\dot{q}_C^2 + \frac{1}{2}R_L\dot{q}_L^2 & ; & \quad Q_{q_L}^1 = E \quad ; \quad Q_{q_C}^1 = 0 \end{aligned} \quad (4.62)$$

Devrenin ' $u = 0$ ' için EL modeli için gerekli ifadeler ise,

$$\begin{aligned} T_0(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2}L(\dot{q}_L)^2 & ; & \quad V_0(q_C) = \frac{1}{2C}q_C^2 \\ F_0(\dot{q}_L, \dot{q}_C) &= \frac{1}{2}R(\dot{q}_L + \dot{q}_C)^2 + \frac{1}{2}R_C\dot{q}_C^2 + \frac{1}{2}R_L\dot{q}_L^2 & ; & \quad Q_{q_L}^0 = 0 \quad ; \quad Q_{q_C}^0 = 0 \end{aligned} \quad (4.63)$$

şeklinde yazılabilir. Bu durumda anahtarlama sistem için önerilen anahtarlama EL modeli için gerekli ifadeler aşağıdaki gibi oluşturulur:

$$\begin{aligned}
T_u(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2}L(\dot{q}_L)^2 \quad ; \quad V_u(q_C) = \frac{1}{2C}q_C^2 \\
Q_{q_L}^u &= uE \quad ; \quad Q_{q_C}^u = 0 \\
F_u(\dot{q}_L, \dot{q}_C) &= \frac{1}{2}R((1-u)\dot{q}_L + \dot{q}_C)^2 + \frac{1}{2}R_L\dot{q}_L^2 + \frac{1}{2}R_C\dot{q}_C^2
\end{aligned} \tag{4.64}$$

Anahtarlamalı sisteme ilişkin Lagrange fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir

$$L_u = T_u(\dot{q}_L) - V_u(q_C) = \frac{1}{2}L(\dot{q}_L)^2 - \frac{1}{2C}q_C^2 \tag{4.65}$$

Bu durumda sistemin modeli:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L_u(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L_u(q, \dot{q})}{\partial q} + \frac{\partial F_u(\dot{q})}{\partial \dot{q}} = Q_u \tag{4.66}$$

denkleminden aşağıdaki şekilde bulunur:

$$L\ddot{q}_L + (1-u)R((1-u)\dot{q}_L + \dot{q}_C) + R_L\dot{q}_L = uE \tag{4.67}$$

$$\frac{q_C}{C} + (1-u)R\dot{q}_L + (R+R_L)\dot{q}_L + (R+R_C)\dot{q}_C = 0 \tag{4.68}$$

Bu dinamik denklemlerde (4.68) denklemi ‘ \dot{q}_C ’ a göre çözülürse:

$$\dot{q}_C = -(1-u) \frac{R}{R+R_C} \dot{q}_L - \frac{1}{R+R_C} \frac{q_C}{C} \tag{4.69}$$

Bulunan ‘ \dot{q}_C ’ (4.67) denkleminde yerine koyulur ve denklem ‘ \dot{q}_L ’ ye göre çözülürse:

$$\ddot{q}_L = -\frac{1}{L}r\dot{q}_L + (1-u) \frac{R}{R+R_C} \frac{q_C}{LC} + \frac{uE}{L} \tag{4.70}$$

Bu denklemde:

$$r = R_L + (1-u)^2 \frac{R_C R}{R_C + R} \tag{4.71}$$

olup ‘ r ’ “eşdeğer anahtarlama direnci” adını alır. Bu durumda sistemin dinamik denklemleri aşağıdaki hale gelirler:

$$\ddot{q}_L = -\frac{1}{L}r\dot{q}_L + (1-u)\frac{1}{L}\frac{R}{R+R_c}\frac{q_c}{C} + \frac{uE}{L} \quad (4.72)$$

$$\frac{\dot{q}_c}{C} = -(1-u)\frac{R}{R+R_c}\frac{1}{C}\dot{q}_L - \frac{1}{R+R_c}\frac{1}{C}\frac{q_c}{C} \quad (4.73)$$

(4.52) ve (4.53) dinamik denklemlerinde:

$$R_c = 0 \quad ; \quad R_L = 0$$

olarak alınırsa sistemin ideal modeline ulaşılır. Bu ideal model sistemin kontrolünde ve sıfır durum dinamiklerini tanımlamada kullanılacaktır:

$$\ddot{q}_L = \frac{1}{L}(1-u)\frac{q_c}{C} + \frac{uE}{L} \quad (4.74)$$

$$\frac{\dot{q}_c}{C} = -(1-u)\frac{1}{C}\dot{q}_L - \frac{1}{RC}\frac{q_c}{C} \quad (4.75)$$

(4.52) ve (4.53) dinamik denklemleri,

$$x_1 = \dot{q}_L : \text{‘} x_1 \text{’ Endüktans akımı,}$$

$$x_2 = \frac{q_c}{C} : \text{‘} x_2 \text{’ Kapasite gerilimi,}$$

olmak üzere düzenlenirse, sistemin durum uzay modeli,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & (1-u)\frac{1}{L}\frac{R}{R+R_c} \\ -(1-u)\frac{R}{(R+R_c)}\frac{1}{C} & -\frac{1}{(R+R_c)}\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} uE/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.76)$$

şeklinde, çıkış gerilimi ise,

$$x_o = (1-u)\frac{R_c R}{(R_c + R)}x_1 + \frac{R}{(R_c + R)}x_2 \quad (4.77)$$

biçiminde elde edilir. Ayrıca (4.74) ve (4.75) denklemleri ile tanımlanan sistemin ideal modeli de aşağıdaki şekilde tanımlanacaktır:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L}(1-u) \\ (1-u)\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

4.6.2.2 Sonuçların Benzetim Programı Sonuçları ile Karşılaştırılması

Yukarıdaki şekilde verilen benzetim işleminde aşağıdaki parametreler kullanılırsa:

$$C = 20\mu F \quad ; \quad R = 30\Omega \quad ; \quad L = 20mH \quad ; \quad R_L = 0.05\Omega \quad ; \quad R_C = 0.2\Omega \quad ; \quad E = 15V$$

Sistemin matematik modeli aşağıdaki gibi elde edilir,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -9.93(1-u)^2 - 2.50 & 49.7 - 49.7u \\ -0.452 \times 10^5 (1-u), & -0.151 \times 10^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 750u \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.79)$$

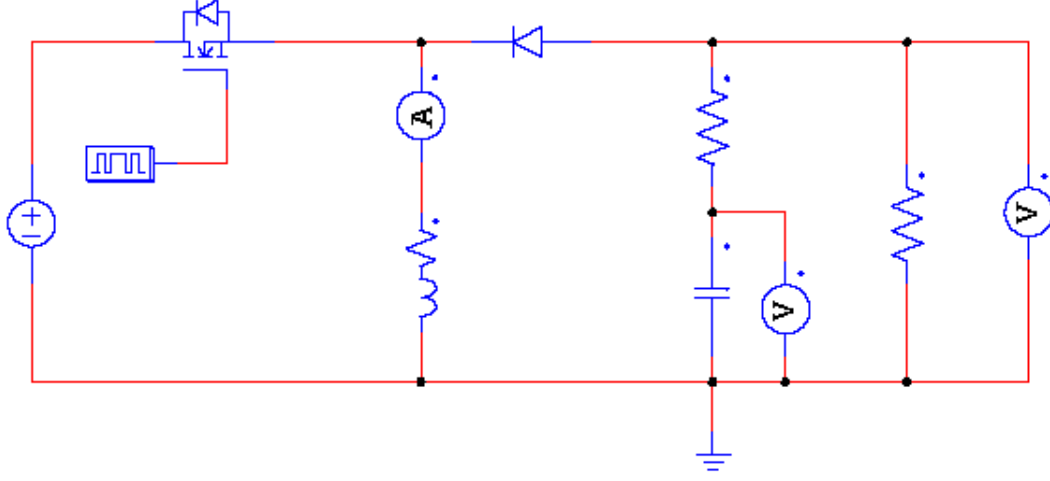
Bu durumda çıkış gerilimi ise aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$x_o = 0.993x_2 + 0.199(1-u)x_1 \quad (4.80)$$

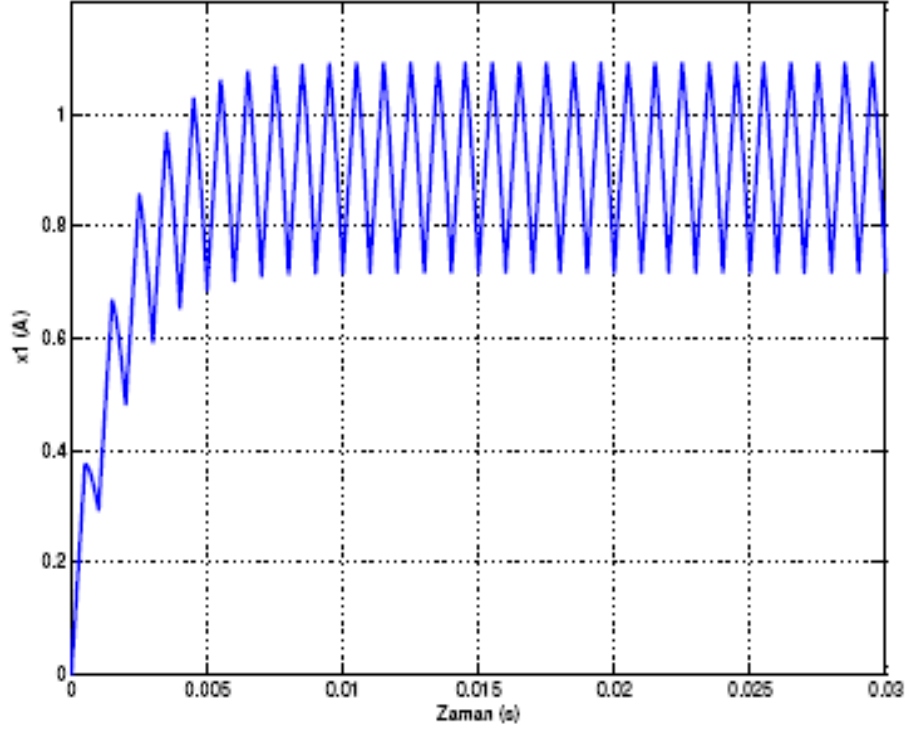
Bulunan matematik modelin doğruluğunu test etmek için, ele alınan sistemin benzetimi, ticari bir program olan PSIM kullanılarak yapılacak ve aynı parametre değerleri ve aynı koşullar altında elde edilen sonuçlar sistemin EL denklemlerinden elde edilen sonuçlarla karşılaştırılacaktır.

PSIM benzetim programında kurulan Alçaltıcı- Yükseltici tip Çeviricinin devre şeması Şekil 4.16'daki biçimdedir:

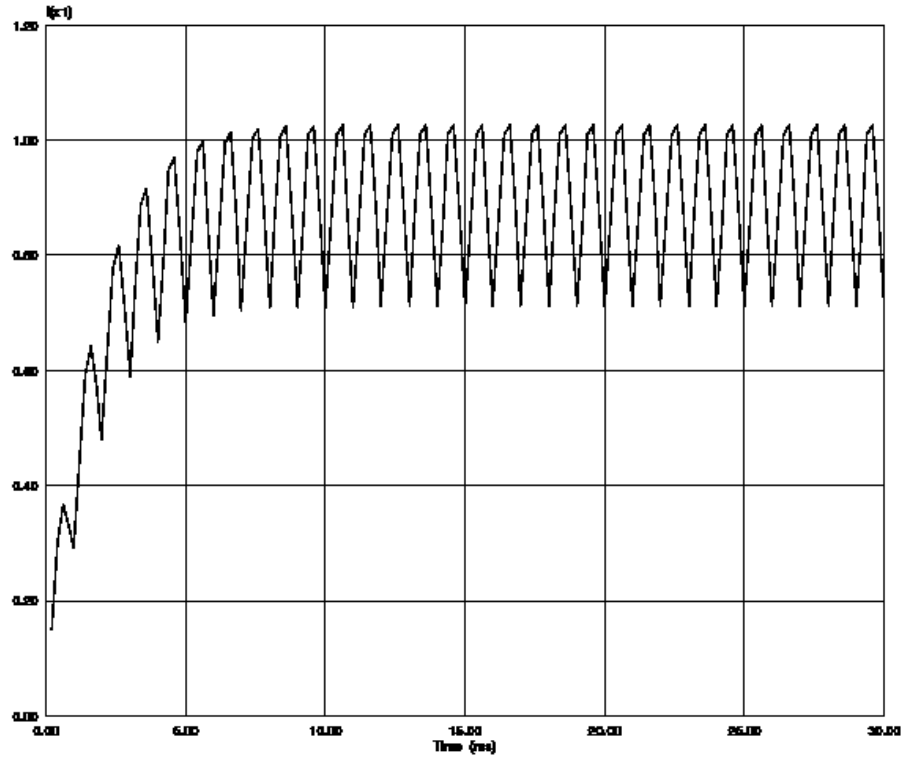
En son olarak 'u' işaretini %50 çalışma oranı ile 1Khz'lik DGM şeklinde uygulanırsa, 'x₁' endüktans akımı Şekil 4.17, 'x₂' kapasite gerilimi Şekil 4.18 ve 'x_o' çıkış gerilimi Şekil 4.19'daki biçimde elde edilmiştir.



Şekil 4.16 : PSIM benzetim programında kurulan Alçaltıcı-Yükseltici tip Çevirici Devresi

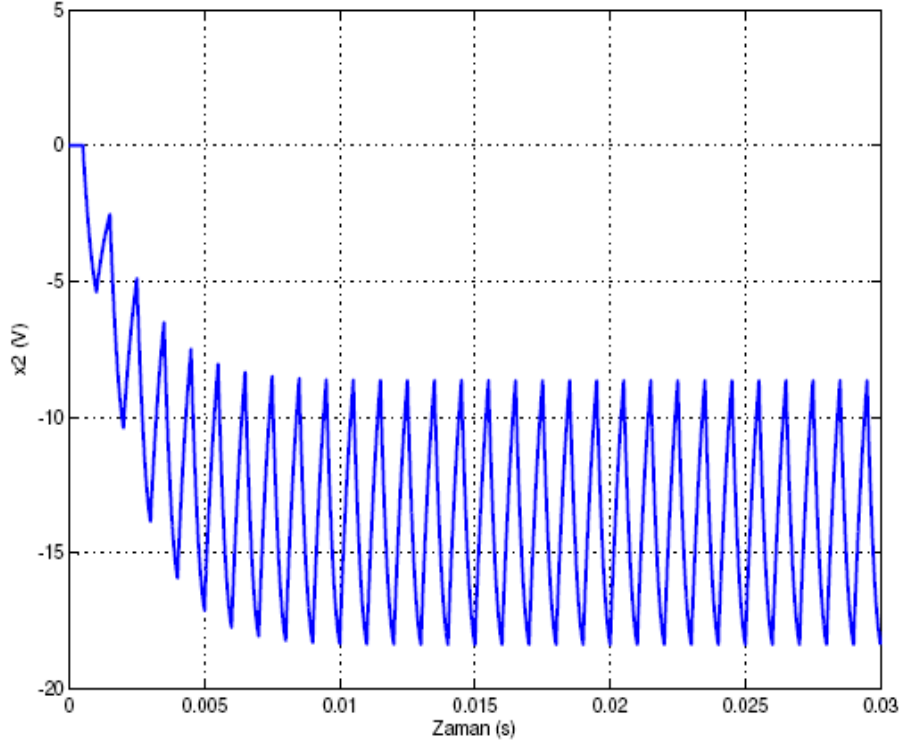


(a)

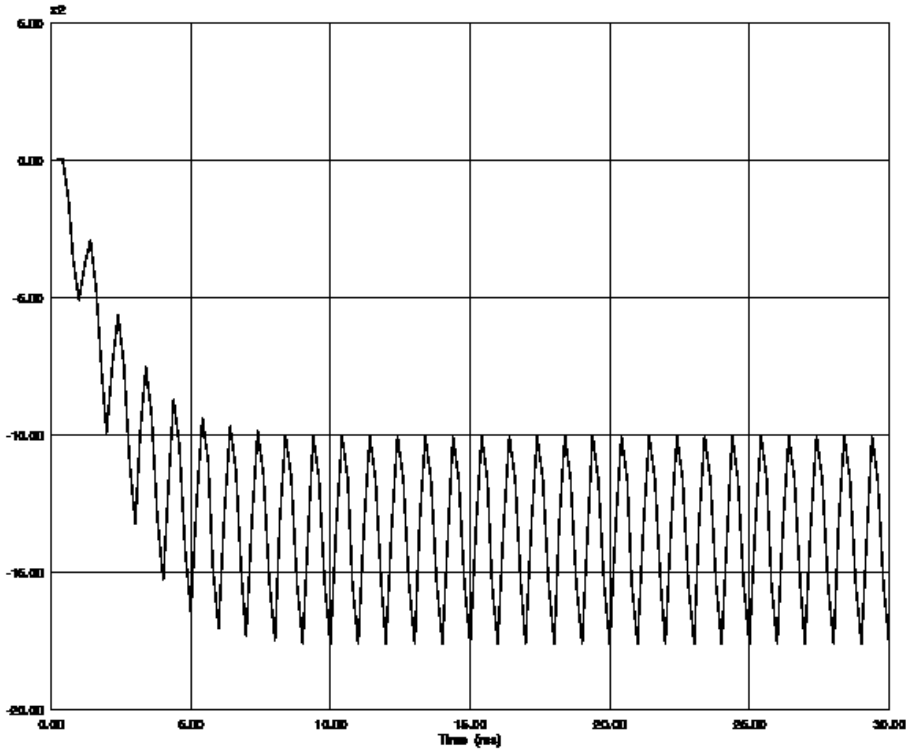


(b)

Şekil 4.17 : EL modelinden hesaplanan ' x_1 ' değişkeni (a) ve PSIM'de bulunan ' x_1 ' değişkeni (b)

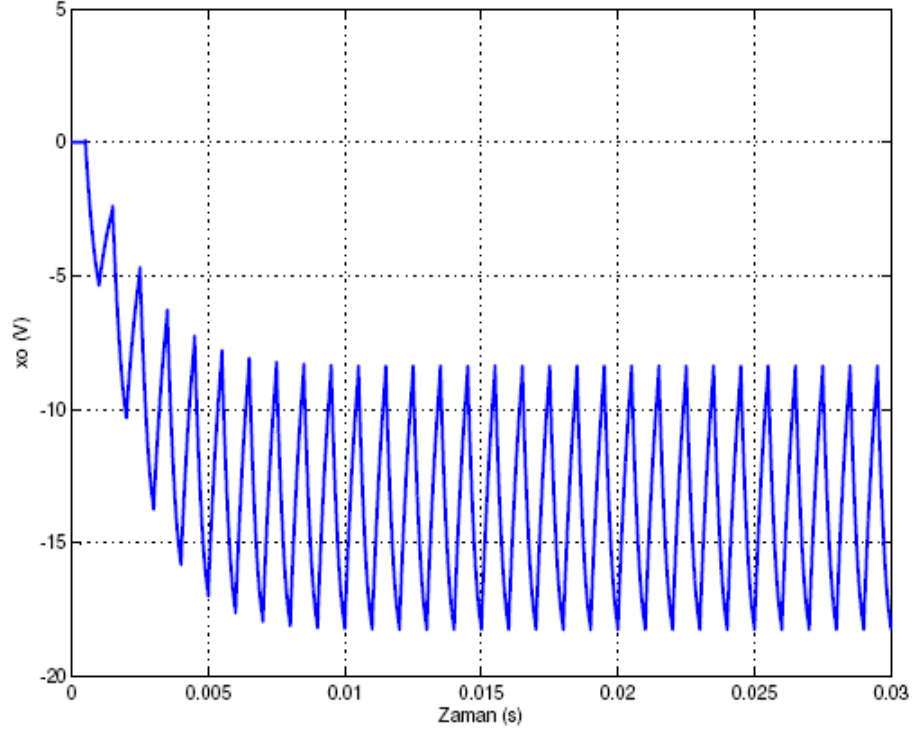


(a)

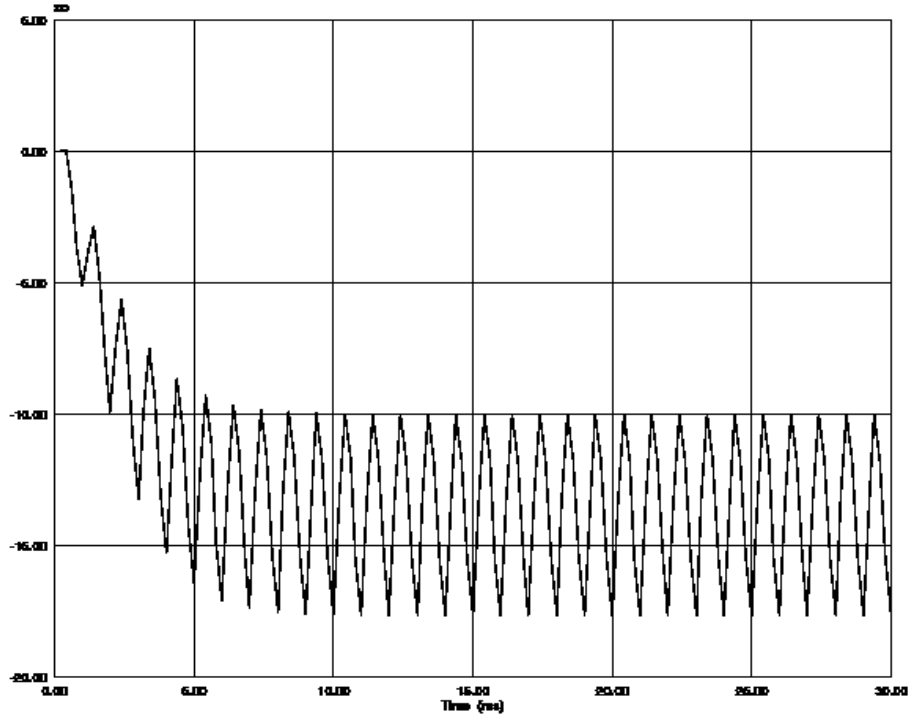


(b)

Şekil 4.18 : EL modelinden hesaplanan ' x_2 ' değişkeni (a) ve PSIM'de bulunan ' x_2 ' değişkeni (b)



(a)

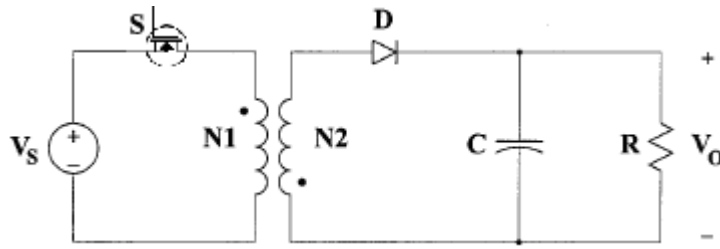


(b)

Şekil 4.19 : EL modelinden hesaplanan ' x_o ' değişkeni (a) ve PSIM'de bulunan ' x_o ' değişkeni (b)

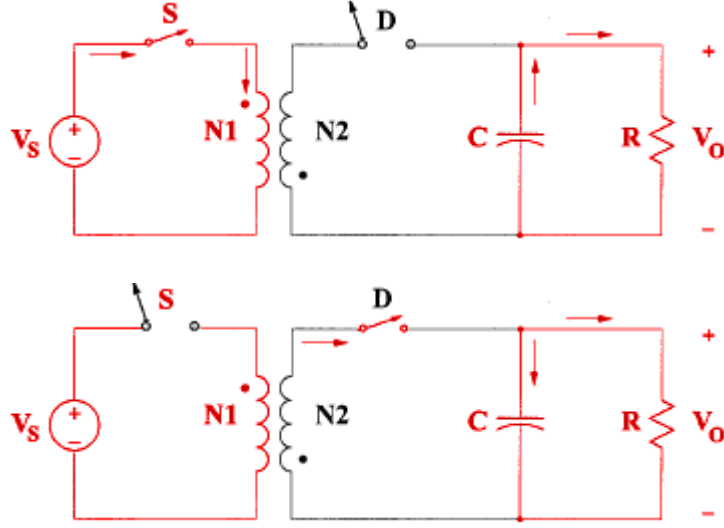
4.6.3 Çapraz tip Çevirici

Çapraz tip çevirici, Alçaltıcı-Yükseltici tip çeviricinin transformatör ile izole edilmiş bir çeşididir. Çeviricinin yapısı Şekil 4.20’de verildiği şekildedir. Burada da görüldüğü gibi Alçaltıcı-Yükseltici tip çeviricideki endüktansın yerini transformatör almıştır. Bu yapıda ‘ V_s ’ DA Giriş kaynağı ile ‘ S ’ anahtarı transformatörün birincil sargısına seri bağlanmıştır. ‘ D ’ diyotu ve ‘ RC ’ çıkış devresi ikinci sargıya seri bağlanmıştır.



Şekil 4.20 : Çapraz tip çevirici yapısı

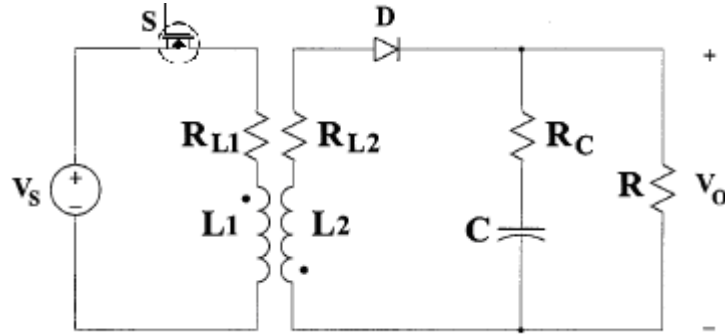
Çapraz tip çeviricinin dalga şekilleri Alçaltıcı-Yükseltici tip çeviricinin dalga şekilleri ile aynıdır. ‘ S ’ anahtarı kapalı konumda iken, anahtar açık konuma gelene kadar, transformatörün birincil sargısındaki akım doğrusal olarak artış gösterir. Anahtar açık konuma geldikten sonra transformatörde depolanan enerji ikinci sargı üzerinden, çevirme oranı kadar değişim göstererek, ‘ D ’ diyotunu iletme sokarak RC devresine aktarılır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, yük ile giriş geriliminin ters kutuplanmış olduğudur. ‘ R ’ yük direnci enerjisini anahtar kapalı konumda olduğu sürece enerjisini ‘ C ’ çıkış kapasitesinden, anahtar açık olduğu konumda ise, transformatörden alır (Bkz. Şekil 4.21) [2].



Şekil 4.21 : Çalışma şekli

4.6.3.1 Sistem Modeli

Olası iki anahtar konumu için devrelerin EL modeli elde edilebilir. Bu model yardımıyla, EL değişkenleriyle ifade edilen olası iki devre topolojisinin, anahtarlardan fiziksel olarak nasıl etkilendiğini belirlenebilir.



Şekil 4.22 : Alçaltıcı-Yükseltici tip çevirici sistem modeli yapısı

Giriş akımı ' q_L ' elektriksel yükünün türevi olan, ' \dot{q}_L ' ile ifade edilir.

Giriş akımı, transformatörün birincil sargısından akan akım, ' q_{L_1} ' elektriksel yükünün türevi olan ' \dot{q}_{L_1} ' ile ifade edilir.

Transformatörün ikincil sargısından akan akım, ' q_{L_2} ' elektriksel yükünün türevi olan ' \dot{q}_{L_2} ' ile ifade edilir.

Kapasite gerilimi, ' q_C ' çıkış kapasitesinin elektriksel yükü olmak üzere, ' $\frac{q_C}{C}$ ' olarak ifade edilir.

Devrenin ' u_1 ' girişi DGM'nin uygulandığı anahtarlama elemanı, ' u_2 ' ise diyot anahtarlama elemanı olmak üzere ' $u_1 = 1$ ', ' $u_1 = 0$ ' ve ' $u_2 = 1$ ', ' $u_2 = 0$ ' şeklinde ifade edilebilen dört farklı durumu vardır. Anahtarlama sistemi için önerilen iki anahtarlama elemanı içeren EL modeli için gerekli ifadeler aşağıdaki gibi oluşturulur:

$$\begin{aligned} T(\dot{q}_L) &= \frac{1}{2}L_1\dot{q}_{L1}^2 + \frac{1}{2}L_2\dot{q}_{L2}^2 + L_M\dot{q}_{L1}\dot{q}_{L2} \quad ; \quad V(q_C) = \frac{1}{2C}q_C^2 \\ F(\dot{q}_C) &= \frac{1}{2}R(u_2q_{L2} + q_C)^2 + \frac{1}{2}R_{L1}q_{L1}^2 + \frac{1}{2}R_{L2}q_{L2}^2 + \frac{1}{2}R_Cq_C^2 \\ Q_{q_{L1}} &= u_1E \quad ; \quad Q_{q_{L2}} = 0 \quad ; \quad Q_{q_C} = 0 \end{aligned} \quad (4.81)$$

Burada ' u_2 ' anahtarlama elemanının ifadesi aşağıdaki biçimde verilmiştir:

$$u_2 = \begin{cases} 1 & \text{for } u_1 = 0 \quad \wedge \quad q_2 > 0 \\ 0 & \text{for } u_2 = 1 \end{cases} \quad (4.82)$$

' u_2 ' anahtarlama elemanı ilerde yapılacak işlemleri kolaylaştırmak için daha önceki örneklerde de verildiği gibi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$u_2 = (1 - u_1) \quad (4.83)$$

Bu durumda ' u_1 ' ve ' u_2 ' elemanlarını tek bir ' u ' elemanı olarak tanımlayabiliriz. Ancak bilgisayar benzetiminde bu varsayımı kullanmak yanlış sonuçlara götürebileceği için benzetimde anahtarlama elemanları iki farklı anahtarlama elemanı olarak alınacaktır.

Anahtarlama sistemine ilişkin Lagrange fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir

$$L_u = T_u(\dot{q}_L) - V_u(q_C) = \frac{1}{2}L_1\dot{q}_{L1}^2 + \frac{1}{2}L_2\dot{q}_{L2}^2 + L_M\dot{q}_{L1}\dot{q}_{L2} - \frac{1}{2C}q_C^2 \quad (4.84)$$

Bu durumda sistemin modeli:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L_u(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L_u(q, \dot{q})}{\partial q} + \frac{\partial F_u(\dot{q})}{\partial \dot{q}} = Q_u \quad (4.85)$$

denkleminden aşağıdaki şekilde bulunur:

$$L_1 \ddot{q}_{L1} + L_M \ddot{q}_{L2} + R_{L1} \dot{q}_{L1} = Eu_2 \quad (4.86)$$

$$L_M \ddot{q}_{L1} + L_2 \ddot{q}_{L2} + Ru_1 (u_1 \dot{q}_{L2} + \dot{q}_C) + R_{L2} \dot{q}_{L2} = 0 \quad (4.87)$$

$$\frac{q_C}{C} + R(u_1 \dot{q}_{L2} + \dot{q}_C) + R_C \dot{q}_C = 0 \quad (4.88)$$

Bu dinamik denklemler aşağıdaki şekilde düzenlensin:

$$\begin{bmatrix} L_1 & L_M & 0 \\ L_M & L_2 & RCu_1 \\ 0 & 0 & (R+R_C)C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_{L1} \\ \ddot{q}_{L2} \\ \dot{q}_C/C \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & Ru_1^2 + R_{L2} & 0 \\ 0 & Ru_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_{L1} \\ \dot{q}_{L2} \\ q_C/C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Eu_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.89)$$

Sistemin durum uzay denklemlerini bulmak için aşağıdaki işlemler yapılsın

$$I \begin{bmatrix} \ddot{q}_{L1} \\ \ddot{q}_{L2} \\ \dot{q}_C/C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & L_M & 0 \\ L_M & L_2 & RCu_1 \\ 0 & 0 & (R+R_C)C \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} -R_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & -Ru_1^2 - R_{L2} & 0 \\ 0 & -Ru_1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_{L1} \\ \dot{q}_{L2} \\ q_C/C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Eu_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (4.90)$$

Bu durumda,

$x_2 = \dot{q}_{L2}$: ' x_1 ' Transformator giriş akımı,

$x_2 = \dot{q}_{L2}$: ' x_2 ' Transformator çıkış akımı,

$x_3 = \frac{q_C}{C}$: ' x_3 ' Kapasite gerilimi,

olmak üzere sistemin durum uzay denklemi aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L_2 R_{L1}}{L_1 L_2 - L_M^2} & \frac{r L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} & -\frac{L_M R u_2}{(L_1 L_2 - L_M^2)(R + R_C)} \\ \frac{L_M R_{L1}}{L_1 L_2 - L_M^2} & -\frac{r L_1}{L_1 L_2 - L_M^2} & \frac{L_1 R u_2}{(L_1 L_2 - L_M^2)(R + R_C)} \\ 0 & -\frac{R u_2}{(R + R_C)C} & -\frac{1}{(R + R_C)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_2 E u_1}{L_1 L_2 - L_M^2} \\ -\frac{L_M E u_1}{L_1 L_2 - L_M^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.91)$$

Burada ,

$$r = \frac{(R R_C u_2^2 + R R_{L2} + R_{L2} R_C)}{(R + R_C)} \quad (4.92)$$

Olup eşdeğer anahtarlama direnci olarak adlandırılır ve çıkış gerilimi,

$$x_o = u_2 \frac{R_C R}{(R_C + R)} x_2 + \frac{R}{(R_C + R)} x_3 \quad (4.93)$$

biçiminde elde edilir. Ayrıca (4.86), (4.87) ve (4.88) denklemleri ile tanımlanan sistemin ideal modeli de aşağıdaki şekilde tanımlanacaktır:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{L_M (1-u)}{L_1 L_2 - L_M^2} \\ 0 & 0 & \frac{L_1 (1-u)}{L_1 L_2 - L_M^2} \\ 0 & -\frac{(1-u)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_2 E u}{L_1 L_2 - L_M^2} \\ -\frac{L_M E u}{L_1 L_2 - L_M^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.94)$$

4.6.3.2 Sonuçların Benzetim Programı Sonuçları ile Karşılaştırılması

Yukarıdaki şekilde verilen benzetim işleminde aşağıdaki parametreler kullanılırsa:

$$\begin{aligned} L_1 &= 7mH & ; & & L_2 &= 4.375\mu H & ; & & L_M &= 173.25\mu H \\ C &= 2200\mu F & ; & & R &= 2\Omega & ; & & E &= 310V \\ R_{L1} &= 15\Omega & ; & & R_{L2} &= 2m\Omega & ; & & R_C &= 0.2m\Omega \end{aligned}$$

Sistemin matematik modeli aşağıdaki gibi elde edilir,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -11 \times 10^4 & 57(u_2^2 + 10) & -28 \times 10^4 u_2 \\ 0.43 \times 10^7 & -2300(u_2^2 + 10) & 0.11 \times 10^8 u_2 \\ 0 & -450 u_2 & -91 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.22 \times 10^7 u_1 \\ -0.88 \times 10^8 u_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.95)$$

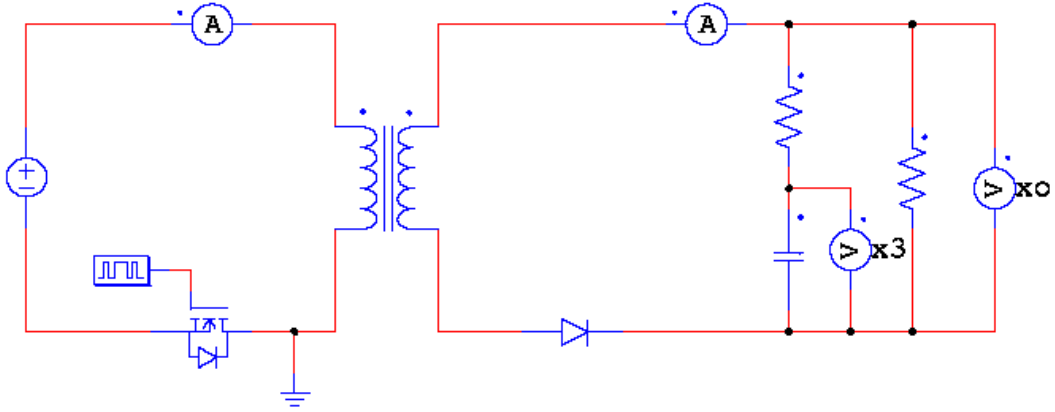
Bu durumda çıkış gerilimi ise aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$x_o = 0.99996 x_3 + 0.00019(1-u) x_2 \cong x_3 \quad (4.96)$$

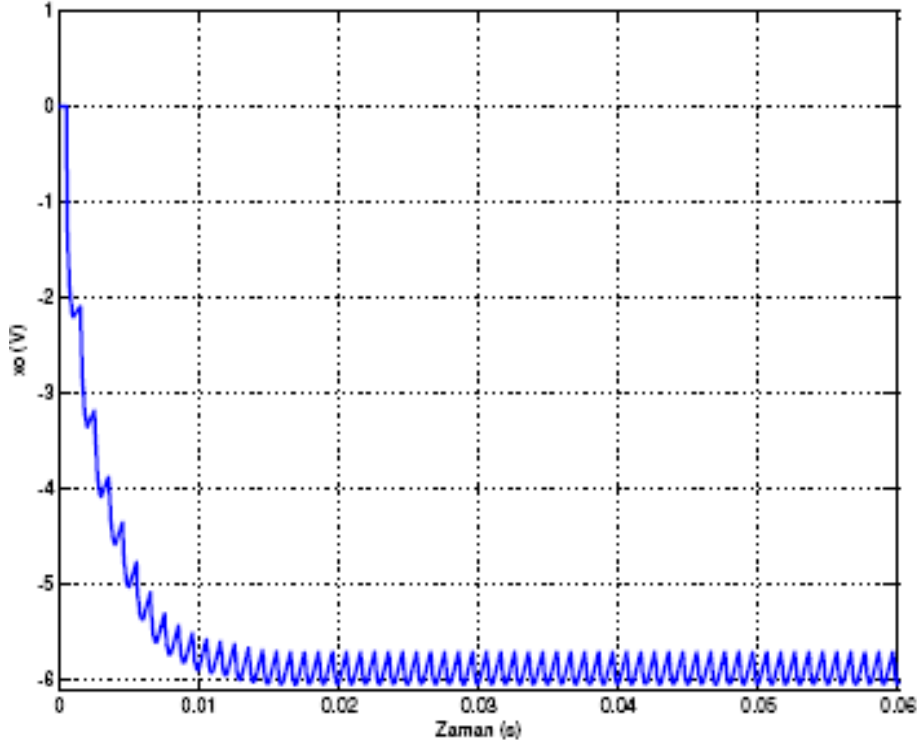
Bulunan matematik modelin doğruluğunu test etmek için, ele alınan sistemin benzetimi, ticari bir program olan PSIM kullanılarak yapılacak ve aynı parametre değerleri ve aynı koşullar altında elde edilen sonuçlar sistemin EL denklemlerinden elde edilen sonuçlarla karşılaştırılacaktır.

PSIM benzetim programında kurulan Çapraz tip Çeviricinin devre şeması Şekil 4.23'deki biçimdedir:

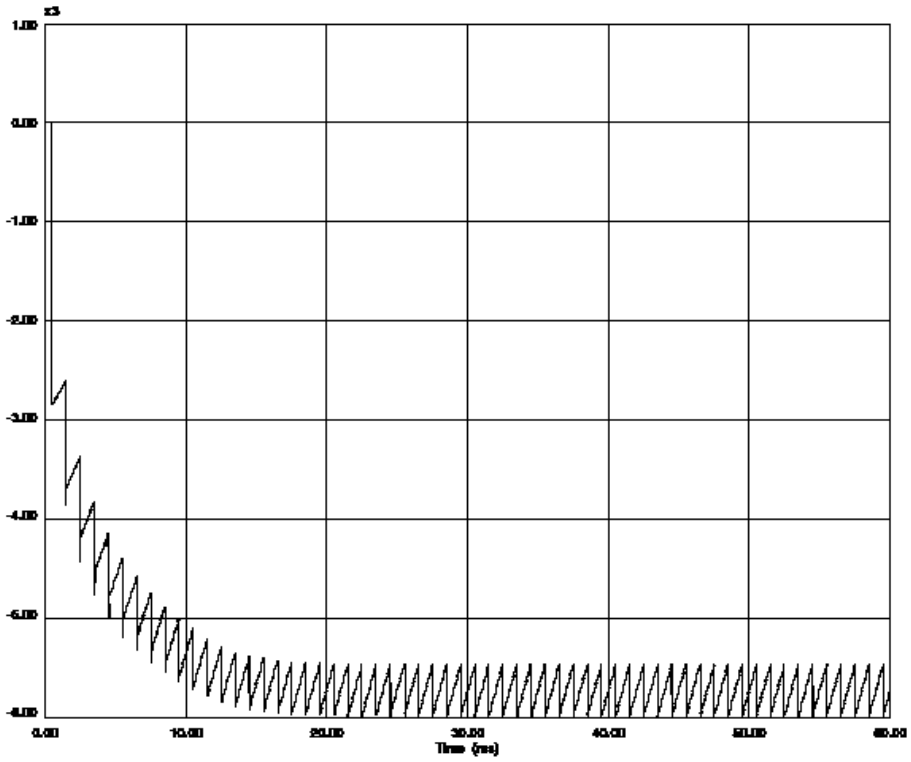
En son olarak ' u_1 ' işaretini %50 çalışma oranı ile 1Khz'lik DGM şeklinde uygulandığında, ' x_o ' çıkış gerilimi Şekil 4.24'deki biçimde elde edilmiştir.



Şekil 4.23 : PSIM benzetim programında kurulan Çapraz tip Çevirici Devresi



(a)



(b)

Şekil 4.24 : EL modelinden hesaplanan ' x_o ' değişkeni (a) ve PSIM'de bulunan ' x_o ' değişkeni (b)

5. DA-DA ÇEVİRİCİLERİN PASİFLİĞE DAYALI KONTROLÜ

5.1 Çalışma Oranının Pasif Tabanlı bir Kontrolör ile Ayarlanması

Bu bölümde daha önce tanımlanan DA-DA çeviricilere Pasifliğe Dayalı Kontrol algoritmaları uygulanacaktır. Oluşturulacak modellerin geçerliliğini sağlamak için örnekleme frekansının yeterince yüksek olduğunu varsayılacaktır. Bu çalışmada Yükseltici, Alçaltıcı-Yükseltici ve Çapraz tip çeviriciler incelense de gerekli değişiklikler yapıldığında diğer tipteki çeviriciler için de uygulama yapılabilir.

Çıkış gerilimini veren sistem modeli minimum fazlı olmaması sebebiyle, dinamik geri besleme kullanılarak çıkış gerilimi ayarlanacaktır. Kontrolörün uygulama aşamasında sistem modelinin bazı dinamiklerinin tersi alınacaktır. Bu sebeple, çıkış gerilimi dolaylı yoldan, endüktans akımının düzenlenmesi ile ayarlanacaktır.

Dolaylı dinamik durum geri beslemeli kontrolörler bilgisayar benzetimi aracılığı ile test edilmiş ve başarıya ulaşılmıştır.

5.2 Örnekler

5.2.1 Yükseltici tip Çevirici

Denklem (4.59)'de verilen Yükseltici tip çeviricinin modeli aşağıdaki biçimde yazılsın:

$$D_B \dot{z} - (1 - \mu) \tau z + R_B z = \varepsilon_B \quad (5.1)$$

$$D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} ; \quad \tau = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} ; \quad R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/R \end{bmatrix} ; \quad \varepsilon_B = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}$$

Burada temel amaç, çıkış gerilimini olan kapasite gerilimi 'z₃'ü sabit bir z_{3d} değerine getirmektir.

5.2.1.1 Kesin Pasiflik

Tasarlanacak kontrolörün amacı, Pasifliğe dayalı kontrol yöntemi izleyerek, sistemin depo fonksiyonunu göz önünde bulundurarak, sistemi kapalı çevrim pasif hale getirmektir. Bu amaca sistemin hata dinamikleri incelenerek gidilecektir.

Sistemin modelinden elde edilen depo fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$H = \frac{1}{2} z^T D_B z \quad (5.2)$$

Bu durumda hata modeline ilişkin istenen depo fonksiyonu aşağıdaki gibi olur:

$$H_d = \frac{1}{2} \tilde{z}^T D_B \tilde{z} \quad (5.3)$$

Burada ' $\tilde{z} \triangleq z - z_d$ ' olup, ' z_d ' sistemin istenen değeri aldığı sabittir. Burada dikkat edilmesi gereken husus sistemin eksik sürülmüş olduğudur. Çünkü seçtiğimiz bazı gelişigüzel fonksiyonlar, sistemin bazı değişkenlerini içermez [4].

Sistemin depo fonksiyonuna bağlı olarak, istenen (desired) hata dinamiği aşağıdaki gibi gösterilir:

$$D_B \dot{\tilde{z}} + (1 - \mu) \tau_B \tilde{z} + R_{Bd} \tilde{z} = \Psi \quad (5.4)$$

Sistem, dinamik denklemlerinden de anlaşılacağı üzere az sönümlüdür. Sistemi tam sönümlü hale getirmek için gerekli olan belirlenmiş Rayleigh kayıp fonksiyonu eklenir [4]:

$$F_d = \frac{1}{2} \tilde{z}^T R_{Bd} \tilde{z} = \frac{1}{2} \tilde{z}^T (R_B + R_{1B}) \tilde{z} \quad (5.5)$$

Burada,

$$R_{1B} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad R_1 > 0 \quad (5.6)$$

Buradan açıkça görüldüğü gibi bu hata dinamiklerinden (5.4) depo fonksiyonuna ($\Psi \mapsto \tilde{z}$) çıkış kesin pasif [OSP] bir yol izlemektedir [4].

Sistemin kararlılığını incelemek için dış etkilerden bağımsız hata dinamiklerine bakarsak:

$$D_B \dot{\tilde{z}} + (1 - \mu) \tau_B \tilde{z} + R_{Bd} \tilde{z} = 0 \quad (5.7)$$

Bu dinamiğin üstel yakınsak olduğunu göstermek için ‘ H_d ’nin zamana göre türevi alınırsa aşağıdaki kısıtlar bulunur [4]:

$$\dot{H}_d = -\tilde{z}^T R_{Bd} \tilde{z} \leq -\frac{\alpha}{\beta} H_d < 0 \quad \forall \tilde{z} \neq 0 \quad (5.8)$$

Burada:

$$\alpha = \min \left\{ R_1, \frac{1}{R} \right\} ; \quad \beta = \max \{ L, C \} \quad (5.9)$$

Bu durumda önceki yapılan tanımlar gereği sistemin asimptotik kararlı olduğu söylenebilir.

Bundan sonraki adım, kontrolör dinamiklerini $\Psi \equiv 0$ olacak şekilde türetmektir.

Denklem (5.1) ve (5.4)’den anlaşılacağı üzere hata terimi aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\Psi \triangleq \varepsilon_B - (D_B \dot{z}_d + (1 - \mu) \tau_B z_d + R_B z_d - R_{1B} \tilde{z}) \quad (5.10)$$

Burada $\Psi \equiv 0$ olarak alınırsa:

$$D_B \dot{z}_d + (1 - \mu) \tau_B z_d + R_B z_d - R_{1B} \tilde{z} = \varepsilon_B \quad (5.11)$$

(5.2)’de bulunan eşitlikler kullanılarak açıkça aşağıdaki ifadeler yazılabilir [4]:

$$\begin{aligned} L \dot{z}_{1d} + (1 - \mu) z_{2d} - (z_1 - z_{1d}) R_1 &= E \\ C \dot{z}_{2d} - (1 - \mu) z_{1d} + \frac{1}{R} z_{2d} &= 0 \end{aligned} \quad (5.12)$$

Kontrolör bu ilişkiler gereği tasarlanacaktır. Bu durumda açıkça görülebilir ki ‘ μ ’, ‘ z_{1d} ’ ve ‘ z_{2d} ’ şeklinde üç değişken olmasına rağmen elimizde iki tane eşitlik vardır.

5.2.1.2 Çıkış Geriliminin Doğrudan Ayarlanması

Bu bölümde ‘ z ’ değerinin ‘ z_{2d} ’ değerinde sabit kalmasına çalışılmıştır. Kontrolörün amacı da otomatik olarak ‘ $\tilde{z} \rightarrow 0$ ’ olarak bulunacaktır. Bu durumda kontrolörün amacı:

- Çıkış gerilimi ‘ z ’yi, ‘ z_{2d} ’ noktasında sabitle,
- Sınırlı bir ‘ $z_{1d}(t)$ ’ fonksiyonu bul,
- Çalışma oranı fonksiyonu ‘ μ ’yü bul,
- (5.12) eşitliklerine sadık kal,

olarak belirlenir. (5.12) eşitliklerinden $z_1(t)$ terimi elenirse aşağıdaki ilişkiye ulaşılır [4]:

$$z_{1d}(t) = \frac{z_{2d}}{R(1-\mu(t))} \quad (5.13)$$

Bu eşitlik (5.12)’de ilk denklemden yerine konular ve gerekli cebirsel işlemler yapılırsa çalışma oranının uyması gereken diferansiyel denklem aşağıdaki şekilde bulunur [4]:

$$\dot{\mu} = \frac{R(1-\mu)^2}{Lz_{2d}} \left[E - (1-\mu)z_{2d} + R_1 \left(z_1 - \frac{z_{2d}}{R(1-\mu)} \right) \right] \quad (5.14)$$

Bu kontrolörün matematiksel olarak sistemi istenen noktada kararlı hale getirdiği görülmektedir. Ancak kontrolörü oluşturan dinamikler kararlı değildir. Bu sebeple bu kontrolör uygulanabilir değildir.

Kontrolörün kararlılık analizi için sıfır dinamikleri incelenirse:

$$\dot{\mu} = \frac{R(1-\mu)^2}{Lz_{2d}} [E - (1-\mu)z_{2d}] \quad (5.15)$$

Bu dinamikler (4.28) ile benzerlik gösterir. Bu dinamiklerin kararsız olduğu daha önceki bölümde incelenmiştir.

5.2.1.3 Çıkış Geriliminin Dolaylı Ayarlanması

Bundan önceki bölümde incelendiği gibi, iç kararlılık problemlerinden dolayı doğrudan çıkış geriliminin kontrolü uygulanabilir değildir. Bu bölümde alternatif bir kontrol yöntemi olan, çıkış kapasitesinin gerilimin ayarlanması işlemi, dolaylı olarak giriş akımını kontrol ederek yapılacaktır.

Giriş akımını olan, ‘ z_1 ’ değişkeninin ‘ z_{1d} ’ değerinde sabit kılınmak istendiğini varsayalım. Bu amaca uygun geri beslemeli kontrolörü bulmak için (5.12)’deki denklemlerden ‘ z_{2d} ’ terimi çekilirse aşağıdaki eşitlik elde edilir [4]:

$$z_{2d}(t) = \frac{E + (z_1 - z_{1d})R_1}{(1 - \mu(t))} \quad (5.16)$$

urada (5.12)’deki ilk denklemden (5.16) denklemi çıkartılır ve gerekli matematiksel işlemler yapılırsa aşağıdaki diferansiyel denklem elde edilir [4]:

$$\dot{\mu} = \frac{(1 - \mu)}{C[E + (z_1 - z_{1d})R_1]} \left\{ (1 - \mu)^2 z_{1d} - \frac{E + (z_1 - z_{1d})R_1}{R} - \frac{R_1 C}{L} [E - (1 - \mu)z_2] \right\} \quad (5.17)$$

Kontrolörün sıfır dinamiklerini (z_{1d}) incelersek ‘ z_1 ’ ve ‘ z_2 ’ değerlerinin aşağıdaki şekilde buluruz:

$$\dot{\mu} = \frac{1 - \mu}{RCE} [(1 - \mu)^2 R z_{1d} - E] \quad (5.18)$$

Bu eşitlik (4.31)’de bulunan sıfır dinamikleri ile benzerlik gösterir ki bu dinamikler de bahsi geçen bölümde incelenmiş, fiziksel olarak anlamlı ve kararlı olduğu bulunmuştur. Bu durumda (5.17)’de bulunan kontrolörün gerçekleşmesi mümkündür.

Önerme:

Yükseltici tip çevirici için sabit bir çıkış gerilimi $z_{2d} > E$ değeri verilmiş olsun. Denklem (5.17)’de hesaplanan dinamik çalışma oranı fonksiyonu, ortalama DGM sistem modelinin istenen (z_{1d} , z_{2d} , μ_d) noktalarında yerel olarak asimptotik kararlı kılar, burada ‘ μ ’ değeri $\mu_d = 1 - E/z_{2d}$ sabit noktasına yakınsamaktadır [4].

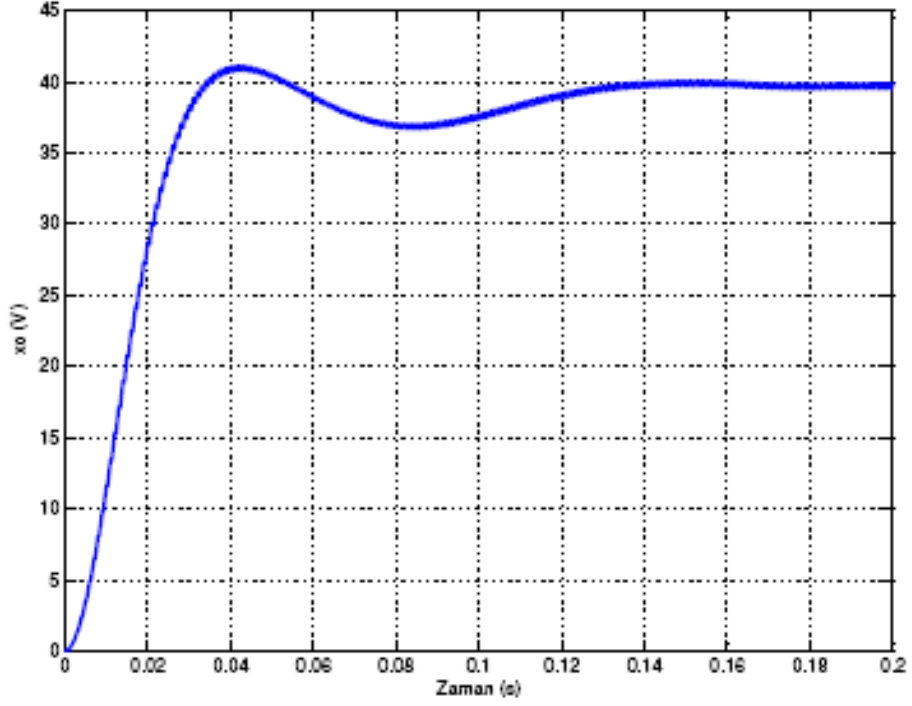
Bu durumda aşağıdaki değerler için (4.34) denkleminde sistemin ‘ z_{2d} ’ değerinden ‘ z_{1d} ’ değeri hesaplanarak kontrollü sistemin benzetimi yapılırsa, aşağıdaki değerler için sistem çıkış gerilimi ‘ x_o ’ şekil 5.1’deki cevabı verir:

$$R = 30\Omega \quad ; \quad R_L = 0.05\Omega \quad ; \quad R_C = 0.002\Omega$$

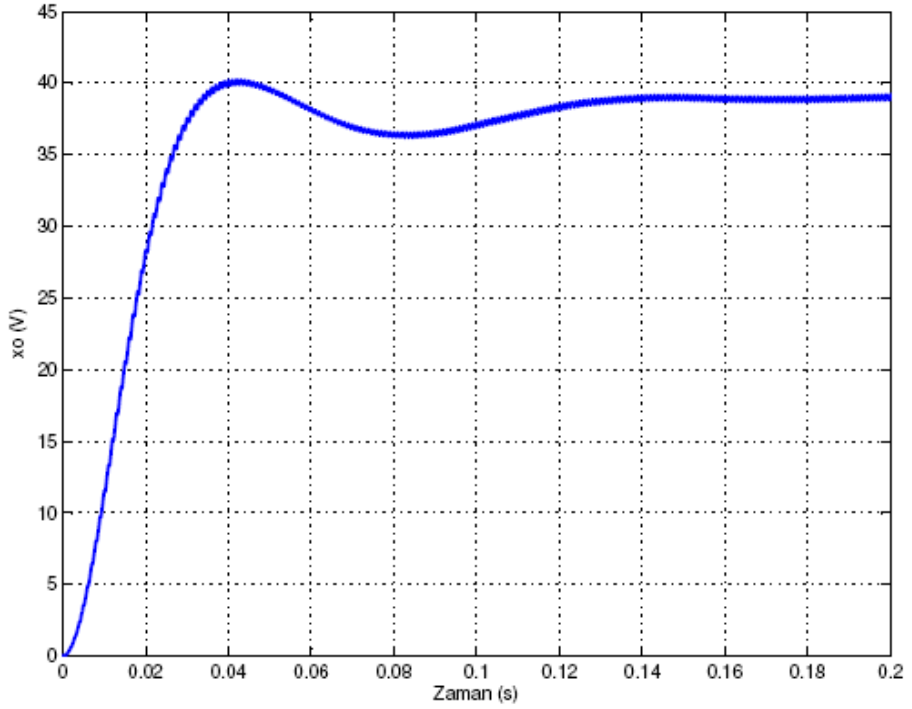
$$C = 2200\mu F \quad ; \quad L = 20mH \quad ; \quad E = 15V$$

$$R_1 = 0.8\Omega \quad ; \quad z_{2d} = 40V$$

Burada şekil 5.1-a Yükseltici tip çeviricinin eleman kayıpları ihmal edilmiş modelinin cevabıdır. şekil 5.1-b ise eleman kayıpları ihmal edilmemiş modelin cevabıdır.



(a)



(b)

Şekil 5.1 : Yükseltici tip çeviricinin

(a) eleman kayıpları ihmal edilmiş modelinin kontrol edilmiş cevabı,

(b) eleman kayıpları ihmal edilmemiş modelinin kontrol edilmiş cevabı 1

5.2.2 Alçaltıcı-Yükseltici tip Çevirici

Yükseltici tip çeviricilerde olduğu gibi Alçaltıcı-Yükseltici tip çeviricilerde de, iç kararlılık problemlerinden dolayı doğrudan çıkış geriliminin kontrolü uygulanabilir değildir. Bu nedenle çıkış gerilimi ‘ z_2 ’ nin istenen ‘ z_{2d} ’ değerine göre dolaylı kontrolü için ‘ z_1 ’ giriş akımı, z_{2d} terimi cinsinden hesaplanan ‘ z_{1d} ’ değerinde kararlı kılınmalıdır.

Önerme:

Alçaltıcı-Yükseltici tip çevirici için sabit bir çıkış gerilimi ‘ z_{2d} ’ değeri verilmiş olsun.

$$\dot{\mu} = \frac{1-\mu}{C[E+(z_1-z_{1d})R_1]} \left\{ (1-\mu)^2 z_{1d} - \frac{\mu E + (z_1-z_{1d})R_1}{R} - \frac{R_1 C}{L} [\mu E + z_2(1-\mu)] \right\} \quad (5.19)$$

Yukarıda verilen dinamik çalışma oranı fonksiyonu, ortalama DGM sistem modelinin istenen (z_{1d} , z_{2d}) noktalarında yerel olarak asimptotik kararlı kılar, burada ‘ μ ’ değeri $\mu_d = 1 - \sqrt{E/z_{1d}}$ sabit noktasına yakınsamaktadır ve ‘ z_{1d} ’ değeri, ‘ z_{2d} ’ değerinden elde edilmiştir [4].

(5.19) da verilen kontrolöre ilişkin sıfır dinamikleri aşağıdaki gibi verilmiştir [4].

$$\dot{\mu} = \frac{(1-\mu)}{RCE} \left\{ (1-\mu)^2 R z_{1d} - \mu E \right\} \quad (5.20)$$

Bu denkleme ait üç denge noktası vardır [4]:

$$\mu = 1 \quad ; \quad \mu = 1 + \frac{E}{2Rz_{1d}} + \sqrt{\left(\frac{E}{2Rz_{1d}}\right)^2 + \frac{E}{Rz_{1d}}} \quad ; \quad \mu = 1 + \frac{E}{2Rz_{1d}} - \sqrt{\left(\frac{E}{2Rz_{1d}}\right)^2 + \frac{E}{Rz_{1d}}} \quad (5.21)$$

Yukarıdaki denge noktalarından ilk iki tanesi kararsız olup, sonuncu denge noktası anlamlıdır ve yerel asimptotik kararlıdır [4].

Ayrıca (4.79) denkleminde verilmiş olan yaklaşık DGM modeli denklemlerinden yola çıkarak, kararlı denge noktasına ilişkin ‘ z_{1d} ’ ortalama giriş akımı ve ‘ z_{2d} ’ ortalama çıkış gerilimi şu şekilde ifade edilir [4]:

$$z_{1d} = \frac{\mu_d}{(1-\mu_d)^2} \frac{E}{R} \quad ; \quad z_{2d} = -\frac{\mu_d}{1-\mu_d} E \quad (5.22)$$

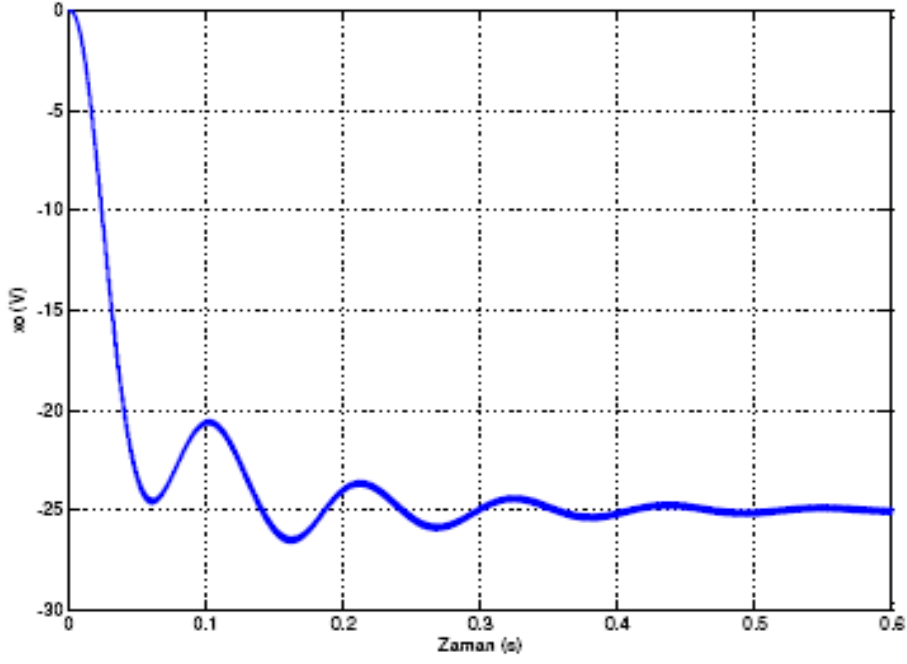
$\mu = \mu_d = 1 - E/z_{2d}$ sabit çalışma oranına ilişkin verilmiş ‘ z_{2d} ’ istenen çıkış gerilim denge noktası için, ortalama giriş akımına ait tek bir denge noktası vardır. Bu denge değeri aşağıdaki gibi bulunur [4]:

$$z_{1d} = -\frac{z_{2d}}{R(1-\mu_d)} = \left(\frac{z_{2d}}{RE} - \frac{1}{E} \right) z_{2d} \quad (5.23)$$

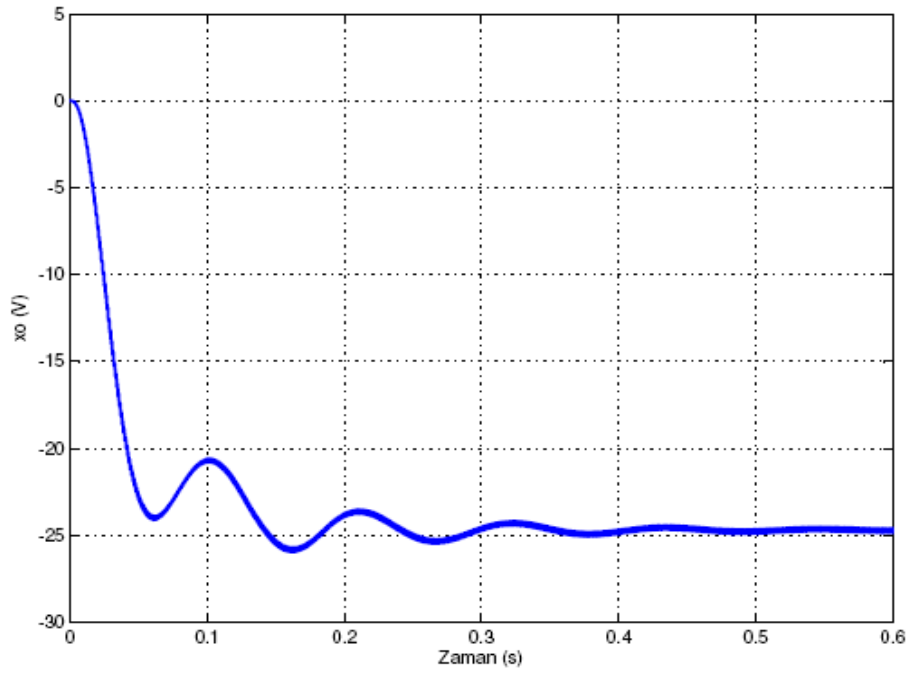
Bu durumda aşağıdaki değerler için (5.23) denkleminde sistemin ‘ z_{2d} ’ değerinden ‘ z_{1d} ’ değeri hesaplanarak kontrollü sistemin benzetimi yapılırsa, aşağıdaki değerler için sistem çıkış gerilimi ‘ x_o ’ Şekil 5.2’deki cevabı verir:

$$\begin{aligned} R &= 30\Omega \quad ; \quad R_L = 0.05\Omega \quad ; \quad R_C = 0.002\Omega \\ C &= 2200\mu F \quad ; \quad L = 20mH \quad ; \quad E = 15V \\ R_1 &= 0.01\Omega \quad ; \quad z_{2d} = -25V \end{aligned}$$

Burada Şekil 5.2-a Alçaltıcı-Yükseltici tip çeviricinin eleman kayıpları ihmal edilmiş modelinin cevabıdır. Şekil 5.2-b ise eleman kayıpları ihmal edilmemiş modelin cevabıdır.



(a)



(b)

Şekil 5.2: Alçaltıcı-Yükseltici tip çeviricinin

(a) eleman kayıpları ihmal edilmiş modelinin kontrol edilmiş cevabı,

(b) eleman kayıpları ihmal edilmemiş modelinin kontrol edilmiş cevabı

6. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu çalışmada DGM ile sürülen DA-DA çeviricilerin EL modellerinin elde edilmesi üzerine durulmuş, sistemin pasiflik özellikleri irdelenmiş, DGM yapısından söz edilmiş ve DGM ile sürülen sistemin kararlı kılınmasını sağlayacak bir kontrolör tasarlanmıştır. Bütün bu çalışmaları yapabilmek için, pasiflik kavramından, enerji ve kayıp fonksiyonlarından ve hata dinamiklerinden bahsedilmiştir.

Bu çalışma, DGM ile sürülen sistemlerin EL modellerinin anahtarlama konum değişkenine bağlı hibrit yapıda oluşturulabileceğini, bu oluşturulan modelin her bir anahtarlama konum değişkeni sonunda oluşan EL modelleri ile uyumlu olduğunu ortaya koymuştur. Bu varsayım altında, bu yaklaşım ile DGM ile sürülen farklı sistemlerin EL modellerinin elde edilmesini de mümkün kılacaktır. Örneğin DGM ile sürülen elektrik motorları gibi, farklı sistemlerin pasiflik özelliklerinin incelenebileceğini ve farklı tip pasif tabanlı kontrol tekniklerinin bu tür sistemlere de uygulanabileceğini göstermektedir.

EL modeli kullanılarak ve DA-DA çeviricilerin hata dinamikleri incelenerek bu sistemleri kararlı hale getirmek için üretilmesi gereken DGM işareti incelenmiştir. Dolaylı olarak çıkış gerilimini kararlı hale getiren kontrolör uygulaması yapılmıştır. Bu çalışmanın yapılmış olması pasif tabanlı kayan kip kontrol gibi daha farklı ve dayanıklı kontrolörlerin bu türden anahtarlama sistemlerinde uygulanabileceğini göstermiştir.

Bu çalışmanın sonucu olarak, farklı türde anahtarlama sistemlerinin EL modellerinin elde edilebildiği gösterilmiştir. Bu sayede ileriki çalışmalarda farklı tip anahtarlama sistemler, pasif tabanlı kontrolörler ile incelenebileceği bu çalışmanın temel motivasyonunu oluşturduğu söylenebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Middlebrook, R. D., Cuk, S.** 1976. A general unified approach to modelling switching-converter power stages, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, New York, s.18-34.
- [2] **Muhammad H. Rashid**, 2001. *Power Electronics Handbook*, Academic Press.
- [3] **Ortega, R., Loria, A., Nicklasson, P.J., Sira-Ramirez, H.**, 1998. Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems, Springer.
- [4] **Ortega, R., Sira-Ramirez, H.**, 1995. Passivity-Based Controllers for the Stabilization of DC-to-DC Power Converters, *Conference on Decision & Control*, New Orleans, December 1995, 3471-3477
- [5] **Scherpen, M.A.J., Jeltsema, D., Klaassens, J.B.**, 2000. Lagrangian Modeling and Control of Switching Networks with Integrated Coupled Magnetics, *Conference on Decision & Control*, Sydney, Australia, 4054-4060., December 2000, 396-402
- [6] **Sira-Ramirez, H., Ortega, R., Escobar, G.**, 1996. Lagrangian Modeling of Switch Regulated DC-to-DC Power Converters, *Conference on Decision & Control*, Kobe, Japan, December 1996, 396-402

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Hüseyin Alpaslan Yıldız

Doğum Yeri ve Tarihi: Konya 25.11.1984

Adres: Selmanağa Mah. Oran Sok. No:7/2 Üsküdar-İstanbul

Lisans Üniversitesi: İstanbul Teknik Üniversitesi

Yayın Listesi:

- **Yıldız, H. A., GÖREN SÜME L., 2007:** PA10 Endüstriyel Robotun 3 Ekleminin Pasif Olma Temelli Kontrolü. *TOK-07*, Eylül 5-7, 2007 İstanbul, Turkey.