

Yayımlayanlar:

Gaziantep Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü
27310/GAZİANTEP

Elektrik Mühendisleri Odası
Gaziantep Şubesi

TÜBİTAK

ISBN: 975 - 7375 - 29.9 (TK) - 2T - 7 (1C)

Yayın Hakkı © 1990, Gaziantep Üniversitesi, EMÖ, TÜBİTAK

Her hakkı mahfuzdur. Bu yayının hiç bir kısmı yayımcılardan Gaziantep Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elektrik Mühendisleri Odası Gaziantep Şubesi ve TÜBİTAK'ın yazılı izni alınmadan çoğaltılamaz ve hiç bir biçimde bir erişim sisteminde saklanamaz.

1. Basım : Eylül 1999
Uğur Ofset tarafından basılmıştır.
Telefax : (0 342) 220 34 02
GAZİANTEP

ÖNSÖZ

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası, Gaziantep Üniversitesi Mühendislik Fakültesi F.İktisadi-Elektronik Mühendisliği Bölümü ve TÜBİTAK'ın işbirliği ile düzenlenen Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresini bu yıl, ilk defa Güneydoğu Anadolu Bölgesinde; Gaziantep'te yapmaktan gurur ve mutluluk duyuyoruz. Kongre; 6-10 Eylül 1999 tarihleri arasında Gaziantep Büyükşehir Belediyesinin Belediye Sarayı'nda tarafımıza tahsis ettiği salonlarda 4 eş zamanlı oturum halinde gerçekleştirilecektir.

Kongreye gösterilen yoğun ilginin sonucu çok sayıda bildiri gönderilmesine karşın teknik programda yeterli sayıda zaman aralığı bulunmaması nedeniyle, hakemlerden gelen değerlendirmelerin ışığında, programa toplam 212 bildiri alınabilmektedir. Her ne kadar ön duyurumuzda kongrede sunumları kabul edilmiş ancak katılım ücreti ödenmemiş bildirimlerin Kongre Kitabında yer almayacağını belirtmiş idiysek de Yürütme Kurulumuz bilimsel hedeflere öncelik tanıyarak, kongrede tartışılmayacak olsalar bile, kabul edilen tüm bildirimlerin Kongre Kitabı'nda yer almasını uygun bulmuştur. Kabul edilen bu 212 bildiri 2 cilt halinde sizlere sunulmaktadır. Kongrede tartışılacak, ilginizi çekeceğine inandığımız, bu bildirimleri doyurucu nitelikte bulacağınıza eminiz.

Kongre sırasında geniş bir katılımcı kitlesinin ilgisini çekeceğini umduğumuz iki konuda panel düzenlenmiş ve kongre içerisinde çağrılı bildirimlere de yer verilmiştir. Ayrıca kongre salonlarının hemen yakınında, 2000m² kapalı alanda düzenlenen ve sektördeki firmaların katıldığı "ElektroBil'99" Fuarının da kongremize ayrı bir renk katacağı inancını taşıyoruz.

Kongremizin sponsor kuruluşlarına, F.İktisadi-Elektronik Mühendisleri Odası'na katılarak kongremizi destekleyen özel ve kamu kuruluşlarının yetkililerine, panelistlere, kongreye çağrılı bildiri ile katılan değerli bilim adamlarımıza destek ve katkılarından dolayı teşekkür etmeyi borç biliyoruz.

Kongreler, yapılan bilimsel çalışmaların ve üretilen teknolojik yeniliklerin daha geniş bilimsel kitlelerin hizmetine sunulduğu, tartışıldığı ve karşılıklı bilgi alışverişi yapıldığı ortamlardır. Bu yönüyle anılarınızda özel bir yer almasını dilediğimiz 8. Ulusal Kongre'nin, siz katılımcılar için başarılı ve doyurucu olmasını; ayrıca ülkemizin bilimsel ve teknolojik ilerlemesine yön vererek ve ivme kazandırarak amacına ulaşmasını diliyoruz, Yürütme Kurulumuz adına hepimize saygılarımızı sunuyorum.

Tuncay Ege
Yürütme Kurulu Başkanı

Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği

8.Ulusal Kongresi

(6-12 Eylül 1999)

Kongre Yürütme Kurulu

Tuncay EGE
Muhammet KOKSAL
M. Sadettin ÖZYAZICI
Hamit SERBEST
Eyüp AKPINAR
Cemil ARIKAN
ArifNACAROĞLU
Gülay TOHUMOĞLU
Savaş UÇKUN
M. Hacim KAMOY
Serdar BOZKURT
H. Ali YİĞİT
M. Sıtkı ÇİĞDEM
Erol KARABAY
Doğan EYİKOÇAK
Mustafa KURT
Alaadin COŞKUN

Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
İnönü Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Çukurova Üniversitesi EE Müh. Böl.
Dokuz Eylül Üniversitesi EE Müh. Böl.
TÜBİTAK
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
ASELSAN A.Ş. Genel Müdürü
SİMKO A.Ş.
E.M.O. Yönetim Kurulu Başkanı
E.M.O. Yönetim Kurulu Yazman Üyesi
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kur. Bşk.
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Bşk. Yrd.
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Yazman Üyesi
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Üyesi

Konular

- * Bilgisayar Ağları ve Donanımı
- * Devreler ve Sistemler
- * Elektrik Makinaları
- * Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga tekniği
- * Elektronik
- * Enerji Üretim, İletim ve Dağıtım
- * Güç Eletronigi
- * Haberleşme Tekniği
- * Mekatronik ve Robotbilim

- * Optoelektronik
- * Otomatik Kontrol
- * Örüntü Tanıma, Sinyal İşleme, Görüntü Kodlama
- * Tıp Elektroniği
- * Tapay Sinir Ağları, Bulanık Mantık
- * Yüksek Gelirim Tekniği
- * Ölçme Tekniği
- * Mühendislik Eğitimi

EMPEDANS PARAMETRELERİ İLE YÜK DÜZLEMİNE TRANSFORM EDİLMİŞ PERFORMANS KARAKTERİZASYONU

Filiz GÜNEŞ

Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Müh. Bölümü, 80750, Beşiktaş-İstanbul/TURKEY
Fax=(90) 2122594967, E-Mail=gunes@yildiz.edu.tr

Tuna VURAL

Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Müh. Bölümü, 80750, Beşiktaş-İstanbul/TURKEY
Fax=(90) 2122594967, E-Mail=gunes@yildiz.edu.tr

Abstract: This work gives the performance characterisation of a microwave transistor in the Z_L -plane in terms of the compatible (F, V_p, G_p) , triplets with (G_T, G_{Tmd}) and their (Z_s, Z_L) couples. This is obtained by transforming the performance characterisation using the GÜNEŞ method in the, Z_i -plane into the Z_L -plane subject to the bilinear mapping rules of a linear two-port in connection with this, a design configuration is resulted in the Z_L -plane which consists of the unconditionally stable working area (USWA), the constrained gain circle family and combined noise and input VSWR circles (T, T_j). So, one can obtain directly the characterisation data in terms of the load impedance Z_L . As a result of this, effects of the operation parameters f, V_{DS}, I_{DS} , configuration type CT and the feedback circuit elements on the design configuration can be directly investigated in terms of the load termination. This can be used as a tool in the design of narrow-, medium- and broad-band microwave circuits, particularly in MMICs. Finally many worked examples are given and comparison between the design configurations in the Z_i - and Z_L -planes are made using the mapping properties of a linear two-port. It may be concluded all the possible design configurations can be picked up under the two main configurations in the Z_L -plane which makes the analysis much more simpler than the analysis with the scattering parameters.

1. GİRİŞ

Amaç

Bu çalışmada, bir küçük-ışaret tranzistörü bir lineer iki-kapılı olarak ele alınarak GÜNEŞ metoduyla z -düzleminde elde edilmiş olan performans karakterizasyonu $z = f(Z_L)$ ve $Z_L = g(Z_i)$ fonksiyonlarına uygun olarak Z_L -düzlemine transform edilmektedir, sonulda Z_L -düzleminde de "Tasarım Konfigurasyonu" oluşmaktadır. Tasarım Konfigurasyonu Koşulsuz Kararlı Çalışma Bölgesi (KKÇB). Sınırlandırılmış kazanç daİT (G_p) ailesi ve kombine

gürültü (F) ve giriş VSWR(F_i) daireleri (T, T_j den oluşmaktadır ve mümkün (F, V_p, G_p) , (G_T, G_{Tmd}) performans üçlüleri tranzistörün mümkün çözüm bölgeleriyle KKÇB arakesitinde yer almaktadır. [1] ve [2], performans karakterizasyonunu. GÜNEŞ metodu kullanarak, sırasıyla Z -ve S -parametreleri cinsinden Z_i -ve r -düzlemlerinde vermektedir. Bu çalışmaların işaret-gürültü sinir ağı eşdeğer devreleriyle ([3], [4]) birleştirilmiş tipik uygulamaları [5] ve [6]' da verilmiş bulunmaktadır. Buna göre, [1] ve [2] çalışmalarının karşılaştırılmasından, Z -parametreleriyle performans karakterizasyonunun S -parametreleriyle olana göre daha basit bir şekilde, İM ana tasarım konfigürasyonu tipinde toplanarak yapılabileceği görülmektedir. O halde Z_L -düzlemine transform edilmiş performans karakterizasyonu da çeşitli çalışma bantlarında mikrodalga devre tasarımında, bir mikrodalga tranzistöründen elde edilebilecek (F, V_p, G_{Tmd}) üçlülerini f, V_{DS}, I_{DS} ve konfigürasyon tipi (KT) ye bağlı olarak veren basit bir araç olarak kullanılabilir.

Lineer İki-Kapılı Görüntüleme Fonksiyonları

Bir lineer iki-kapılımm kapılılarıyla, ilgili sonlandırılmaları arasındaki transformasyonları bilineer (lineer oransal) ve daire şeklini koruma özelliğine sahiptir. Giriş ve çıkış empedansları Z_g ve $Z_{q,b}$ sırasıyla, Z_L ve Z_s 'in aşağıdaki şekilde lineer oransal fonksiyonudur:

$$Z_{giris} = f(Z_L) = \frac{\Delta + z_{11} * Z_L}{z_{22} + Z_L},$$

$$Z_{cikis} = g(Z_K) = \frac{\Delta + z_{22} * Z_K}{z_{11} + Z_K} \quad (D)$$

Burada $f(Z_L)$ ve $g(Z_K)$ bire-bir görüntüleme fonksiyonudurlar ve tersleri de aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$Z_L = f^{-1}(Z_{giris}) = \frac{Z_{giris} * z_{22} - \Delta}{z_{11} - Z_{giris}},$$

$$Z_K = g^{-1}(Z_{cikis}) = \frac{Z_{cikis} * z_{11} - \Delta}{z_{22} - Z_{cikis}} \quad (2.1)$$

$$\text{Burada } \Delta = z_{11} * z_{22} - z_{12} * z_{21}. \quad (2.2)$$

Z_- düzlemindeki Z_{mOr} merkez fazörlü ve $r\&$, yançaplı daire, Z_r -düzlemine k ile yine bir daireye transforme olur:

$$|Z_Y - Z^*| = r \quad (3)$$

Burada

$$Z_{mp} = -\frac{A^* B - r^2 \cdot z_{11}}{|A|^2 - r^2 \cdot \text{giriş}} \quad (4.1)$$

$$A = z_{11} - Z_{ipil} \quad ; \quad B = \Delta - z_{22} \cdot Z_{mgirş} \quad (4.2)$$

(4.1) ve (4.2) transformasyon formüllerini kullanarak, Z_{prt} Z_r -düzlemlerindeki performans ölçü daireleri arasında Tablo 1' de verilen ilişki kurulabilir.

Tablo 1. Z^- -ve Z_Y düzlemlerindeki Performans Ölçüsü Dairesi arasındaki Karşılılık:

Z_{giry} - DÜZLEMİ	Z_Y - DÜZLEMİ
$\wedge = 0$ (\wedge -ekseni)	YÜK KARARLILIK DAİRESİ ($Z_{mY}; r_Y$)
GİRİŞ KARARLILIK DAİRESİ ($Z^-; \wedge$)	$R_Y = 0$ (X_Y -ekseni)
EŞLENİK KARARLILIK DAİRESİ	TRANSFORME KAYNAK KARARLILIK DAİRESİ ($Z'^{\wedge} m r \wedge$)
T1 & T2 DAİRELERİ ($\bullet \wedge m r 1, 2^{\wedge} / 1, 2$)	TRANSFORME T1 & T2 DAİRELERİ ($\bullet \wedge m i Y 1, 2^{\wedge} r Y 1, 2$)
SINIRLANDIRILMIŞ KAZANÇ DAİRELERİ	TRANSFORME SINIRLANDIRILMIŞ KAZANÇ DAİRELERİ

2.KOŞULSUZ KARARLI ÇALIŞMA BÖLGESİ (KKÇB)

KKÇB, Z_r düzleminde $R_e\{Z_{or}\} \geq 0$ ve $R_e\{Z_{rk}\} \geq 0$ aynı zamanda gerçekleyen Z_r Merin bölgesi olarak tanımlanabilir, dolayısıyla yük ve eşlenik kaynak kararlılık dairelerinin kararlı bölgelerinin kesişim bölgesidir. O halde KKÇB aşağıdaki eşitsizliklerden tayin edilebilir:

$$R_{giry} = \text{Re}\{Z_{giry}\} = \text{Re}\{z_{11} - \frac{z_{22} \cdot z_{11}}{z_{11} + Z_Y}\} \geq 0 \quad (5.1)$$

$$R_{girk} = \text{Re}\{Z_{girk}\} = \text{Re}\{z_{22} - \frac{z_{11} \cdot z_{22}}{z_{11} + Z_K}\} \geq 0 \quad (5.2)$$

Burada eşitlikler R_{giry} ve R_{girk} 'in sıfıra karşı düşen imaj iner eksenlerini verir ve bunlar sırasıyla yük ve kaynak kararlılık dairelerine karşı düşerler:

$$|Z_Y - Z_A| = r_Y \quad ; \quad |Z_r - Z^{\wedge}| = r_K \quad (6.1)$$

Burada

$(Z_{mY} = R_{mY} + jX_{mY}, r_Y; ; f Z_{rk} = R_{rk} + jX_{rk}, r_K)$ aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [1]:

$$I^{\wedge} = \frac{2^* X_{11} \cdot 2^* r_{11} - X}{2^* r_{11}} \quad ; \quad A^{\wedge} = \frac{H}{I^* r_{11}} \quad (6.2)$$

$$R_{mk} = -\frac{2^* r_{11} \cdot 2^* r_{22} - r}{2^* r_{22}} \quad ; \quad X_{mk} = -\frac{2^* X_{11} \cdot 2^* r_{22} - X}{2^* r_{22}} \quad (6.3)$$

ve ayrıca,

$$\langle n = r_{11} + jx_{11}; z_{22} = r_{22} + jx_{22}; z = z_{11} \cdot z_{22} = r + jx \quad (6.4)$$

olarak tanımlanmaktadır.

Kaynak kararlılık dairesinin Z_r -düzlemine transformu, giriş kapısı için uydurma koşulu: $Z_K = Z_{gfH}$, $\Rightarrow Z_r = f \setminus Z_K$ 'yi kullanarak yapılmaktadır. Burada giriş kapışırım uydurulmuş koşulunu sağlayan kararlı Z_r Terin , uydurulmamış durumda iken de kararlı bir sonlandırma oldukları uygulanmaktadır. KKÇB tayininde, Z_r -düzleminin sağ yansında $Z_Y \rightarrow \langle \rangle$ noktası Kararlılık Referans Noktası(KRN) olarak kullanılmaktadır, böylece $r_u > 0, r_{22} > 0$ koşuluyla, Z_r -düzleminde her iki kararlılık dairesinin dışındaki ortak bölge KKÇB'dir .

3. Z_Y -DÜZLEMİNDE GİRİŞ VSWRC \wedge) İLE SINIRLANDIRILMIŞ KAZANÇ DAİRELERİ

Bu kısımda koşulsuz ve koşullu kararlı haller için Z_r -düzleminde V_r tarafından sınırlandırılmış kazanç daireleri tahkik edilecektir.

Z_K -Düzleminde Sınırlandırılmış Kazanç (G_Y) Daire Ailesi

V_r ; ($v^e y^a |p/j^2$) ite sınırlandırılmış transdüser güç kazancı G_T aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [1],[2].

$$G_T = (1 - |\rho|^2) \cdot \frac{R_Y \cdot |I_1|^2}{R_{giry} \cdot |z_{11} + Z_Y|^2} \quad (7)$$

$R_{giry} = (Z_{giry} + Z^*_{giry})/2$ ve $Z_{ih} = AZ_Y$ kullanarak. G_T yeniden,

$$G_T = \frac{(1 - |\rho|^2) \cdot |z_{11}|^2 \cdot R_Y}{r_n \cdot |z_n + Z_Y| - \text{Re}(z_{11} \cdot z_{12} \cdot z^*_{12}) - \text{Re}(z_{21} \cdot z_u \cdot Z^*_{r})} \quad (8)$$

olarak yazılabilir ve aşağıdaki şekilde daire aüesi biçiminde düzenlenebilir:

$$|Z_Y - Z_{mgY}| = r_{gY} \quad (9 i >$$

Burada $z^{\wedge} = R_{mgY} + jX_{mgY}$ ve yançap r_{gY}

$$\frac{R_{mgY} - \langle L-OL \rangle_{jX}}{2^* r_{11}} \quad ; \quad \frac{\langle X-2TII^* X \rangle}{2^* r_{22}}$$

$$r_{gr} = (\sqrt{P^2 L - 2 * Q L * P_L + |z|^2}) / (2 * r_n) \quad (9.2)$$

$$ve p = \frac{|z|^2 * < - |z|^2 >}{Q_L * U_{...} '22} \quad (9.3)$$

olarak verilebilir.

(9.2) ve (9.3)' den z_{gr} -düzlemindeki kazanç dairelerinin özelliklerinin, $Z_r = f(Z_{gr})$ bilineer görüntüleme kuralıyla Z_v -düzlemine transfer edildiğini gözlemlemekteyiz.

(O[^].Gr'deki artışla azalır, (ii) $X_{mgr}, G_r' < ten$ bağımsızdır, (iii) $r_{gr} = 0$ yapan G_r değeri mağmumdur.

$$P_{Lmax} = Q_L \pm (Q^2 L - |z|^2)^{1/2} \quad (10)$$

$$G_{rmax} = \frac{|z_{gr}|^2 * (L - |p_i|^2)}{Q_L + (Q^2 L - |z|^2)^{1/2}} \quad (11)$$

Koşul (10)'daki karekök ancak transistör koşulsuz kararlı iken, reel olarak gerçekleştirilebilir, çünkü koşulsuz kararlılık koşulları $r_n > 0, r_{22} > 0, 2 * r_{12} * r_{22} > |z|^2$ 'dir.

(10)'u gerçekleştiren yük sonlandırması Z_{rmax} aşağıdaki gibidir.

$$Z_{r-0} = Z_{mgrmax} - \frac{L}{2 * r_{12}} + \frac{Lx}{...} \quad (12)$$

Z_{gr} ve Z_v Z_{gr} -düzlemindeki sonuçlarla uyumaktadır.

(11)'de $|p_i| = 0$ koyarak elde edilebilir maximum güç kazancı (MAG) bulunabilir:

$$MAG = \frac{|z_{gr}|^2}{Q_L U Q^2 L - |z|^2} \quad (13)$$

(9.1), (9.2), (9.3)'den,

- (i) $Z_v = 0 \Leftrightarrow$ Giriş Kararlılık Dairesinin $G_r = 0$ kazanç dairesine;
- (ii) Yük Kararlılık Dairesinin $< \omega_{gr} = 0 >$ nin $G_r - \xi < x >$ kazanç dairesine karşı düştüğü bulunabilir.

Koşullu Kararlı Hal

(1) ve (2)'mn bire-bir görüntüleme özelliğini kullanarak. Z_{gr} -düzlemindeki özellikleri aşağıdaki biçimde z_v -düzlemine transfer edilebilir.

(i) Eşlenk Kaynak Kararlılık Dairesi, başlanılabilecek kararlı maximum kazanç dairesidir ve değeri:

$$Burada |p_i| = 0 koyarak maximumu kararlı ka/anç (MKG) elde edilir: \quad MKG = 2 * \frac{|z_{gr}|^2 * j}{|z_{r2}|} \quad \eta = \frac{2 * r_{12} * r_{22}}{|z|} \quad (15)$$

4. Z_r -DÜZLEMİNDE TASARIM KONFIGÜRASYONU, UYGULAMALAR VE SONUÇLAR

Z_r -Düzleminde Tasarım Konfigürasyonu

Z_v -düzleminde KKÇB ve sınırlandırılmış kazanç daire ailesini oluşturduğumuz tasarım konfigürasyonunu tamamlamak üzere, Z_k -düzleminde $V_i = st$ dairesinin $F = st$ dairesine göre, beş relatif pozisyonu da Z_r -düzlemine görüntülenmelidir [1],[2].

Bu amaçla, sırasıyla V_i ve F dairelerini iç ve dış teğet olmalarını temin eden $Z_r(Z_{gr}, n)$ ' lerin geometrik yerleri T_1 ve T_2 daireleri de, (1) ve (2) kurallarına uygun olarak Z^{\wedge} - düzleminden Z_r -düzlemine transform edilmektedir.

T_1 ve T_2 dairelerinin Z^{\wedge} -düzlemindeki özellikleriyle (1) ve (2) bilinen kurallarının bire-bir özelliğini ele alınarak tasarım konfigürasyonunun Z_r -düzleminde aşağıdaki özellikleri çıkarılabilir:

- (i) T_1, T_2 daireleri de birbiriyle ve yük kararlılık dairesiyle asla kesişmezler;
- (ii) [1] den bilindiğine göre, T_x (Bölge-2) , T_2 (Bölge-4) daireleri v_i ve F dairelerinin sırasıyla dış ve iç teğetsel konumlarını temin eden Z_v değerlerini verirken, T_x ve T_2 arasındaki Z_r değerleri de (Bölge-3) bu iki dairenin kesiştirirler. T_x 'nin dışındaki (Bölge-1) ve T_2 'nin içindeki (Bölge-5) Z_r ' ler bu iki daireyi hiçbir noktada kesiştirmezler.

(iii) Tasarım konfigürasyonunda, bir mikrodalga tranzistörünün mümkün bütün (F, V_i, G_r) , $(G_{rmin} \wedge G_r \wedge G_{rmax})$ üçlüleri mümkün çözüm bölgeleri 2,3,4'ün KKÇB ile arakesitinde yer alırlar.

Uygulamalar

Bu çalışmada, örnekler iki kategoride toplanabilir:

- 1) Geri-beslemesiz tranzistör performansı karakterizasyonu;
- 2) Geri-besleme uygulanmış tranzistör performans karakterizasyonu

Geri besleme uygulanmamış tranzistörün performansı karakterizasyonu örnekleri iki grupta toplanabilir:

Uyumlu F_{nq}, V_{req} taleplerinin tasarım konfigürasyonlan Şekil-la"da koşullu kararlılık için Z_{gr} ve Z_v -düzlemlerinde verilmektedir. Ayrıca ikinci grup olarak, uşumsuz p_{nq}, y_{nq} talep tasarım konfigürasyonlan Şekil-lb" de verilmektedir.

Son olarak, tranzistöre seri yada paralel reaktif geri besleme uygulanarak z_{gr}, y_{gr} ve Z_r -düzlemlerinde tasarım konfigürasyonlan teşkil edilmiştir, f_{nq}, y_{nq} talepleriyle sınırlandırılmış G_{jmax} 'm geri besleme miktarlarıyla değişimleri Şekil-2'de verilmiştir.

Sonuçlar

Bu çalışmada, mikrodalga devrelerinin temel karakterizasyon yöntemlerinden biri olan empedans

Z-parametreleri kullanarak, performans karakterizasyonu, bir lineer iM-kapünün bilineer görüntüleme kurallarına uygun olarak Z_T -düzlemine transforme edilmiştir. Böyle bir transformasyon. Z_L -

düzleminde "Tasarım Konfigurasyonu ile sonuçlanmıştır. Ve bu tasarım konfigurasyonu, Koşullu Kararlı Çalışma Bölgesi (KKÇB), sınırlanmış kazanç daire ailesi ve gürültü ve giriş VSWR (V_f) kombine eden T_x ve T_2

dairelerinden oluşmaktadır. Böylece frekans(/),

kutuplama($V_{DS}, / \wedge$) ve konfigurasyon tipi (KT) gibi

tranzistör çalışma parametrelerinin ve geri besleme devre elemanlarının tasarım konfigurasyonu üzerine etkileri yük parametreleri cinsinden tahkik edilebilir. Ayrıca bu çalışma, dar-orta-ve geniş-bandlı mikrodalga devrelerinin, bilhassa tek taş tümleşik mikrodalga devrelerinin tasarımında bir araç olarak da kullanılabilir.

5.KAYNAKÇA

[1] Güneş F.,Güneş M.Fidan M,"Perfonance Characterisation of a Microwave Transistor",IEE Proc.-Circuit Devices and Systems,, 141,(5),337-344,1994.

[2] Güneş F.,Çetiner B.A.,"A Novel Smith Chart Formulation of Performance Characterisation for a Microwave Transistor",IEE Proc.-Circuit Devices Systems, 145,(6),1-10,1998.

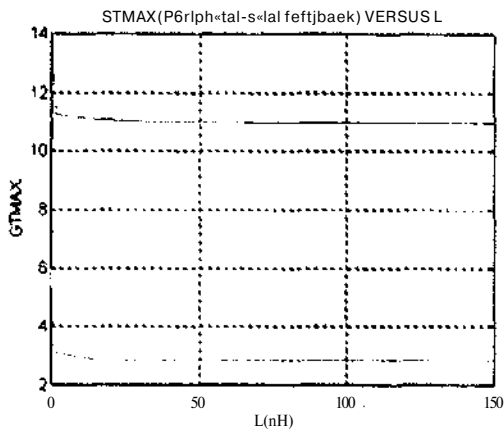
[3] Güneş F.,Torpi H. & Gürgen F.," Signal Noise Neural Network for an Active Microwave Device",IEE Proc.-Circuit Devices and Systems,143,(1), 1-8,1996.

[4] Güneş F., Torpi H. &Gürgen F.,"A Multidimensional Signal -Noise Neural Network Model for Microvave Transistors",EEE Proc.-Circuit Devices and Systems ,145,(2), 111-117,1998.

[5] Güneş F.,Torpi H.,Çetiner B.A.,"A Neural Network Approach for the Performance Data Sheets of a Microwave Transistor",PIERS July 13-17 Nantes, France. 1058,1998.

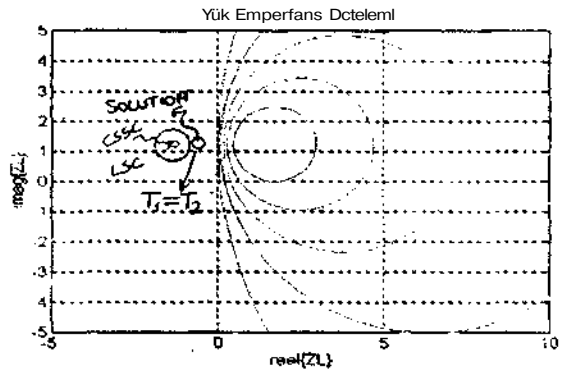
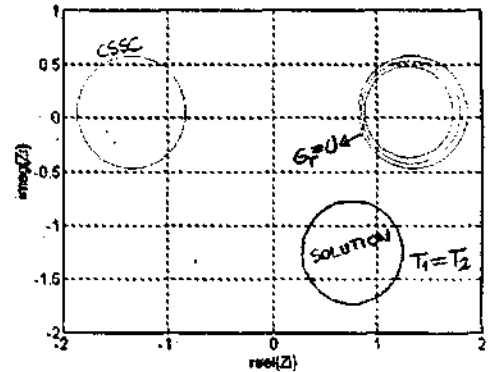
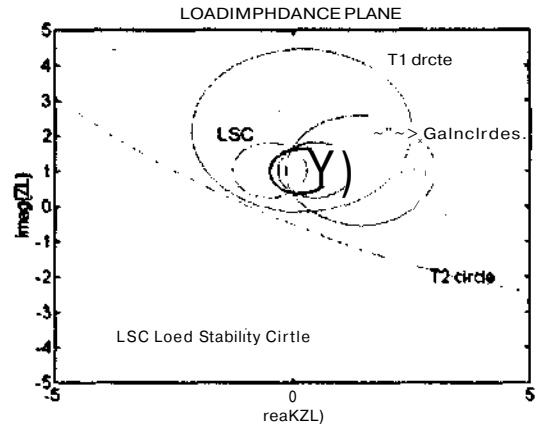
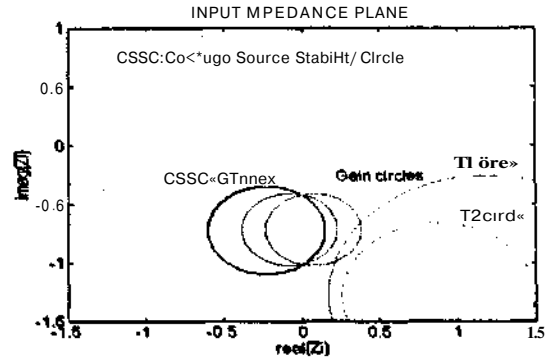
[6] Güneş F.,Çetiner B.A.,Torpi H.,"Signal-Noise Neural Network for use in Optimisation of Transistor Performance"

Submitted into European Conference on Circuit Theory and Design, 1999 (ECCTD '99)



Şeki 1-2 - - - Seri — Paralel G. Besleme

Şekil-1a Uyumlu F,Vi tasarım konfig.



Şekil 1-b Uyumsuz F,Vi tasarım konfig.

ELEKTRONİK SİSTEM TASARIMINDA KAOTİK DEVRE ve DİNAMİKLERİN KULLANILMASI

Recai KILIÇ, Mustafa ALÇI

Erciyes üniversitesi Müh.Fak.Elektronik Mühendisliği Böl., 38039, Kayseri

E-Mail: KILIC@, zirve, erciyes. edu. tr

ABSTRACT

In this system the usage of chaotic dynamics and circuits in the design of electronic system is examined with computer simulations. For this purpose, two secure communication systems based on chaotic dynamics are designed and simulated. These designs are suitable for analog and digital Communications

1.GİRİŞ

Kaos kısaca düzensizliğin düzeni şeklinde tanımlanan nonlinear bir bilim dalıdır. Kaosun ve kaotik işaretlerin başlıca özellikleri; zaman domeninde rastgelelik, başlangıç şartlarına hassas bağlılık ve gürültü benzeri geniş güç spektrumuna sahip olmalarıdır. Kaos ve kaotik işaretleri temel alan çalışma alanları aşağıdaki gibi sıralanabilir [1]:

- Nonlineer Sistemlerin Modellenmesi,
- Nonlinear Filtreleme,
- Biokaotik Mühendisliği,
- Dinamik Bilgi Sıkıştırma ve Kodlama,
- Kaotik Haberleşme,
- Hassas Desen Tanıma,
- Kaotik Sahnımların Yapay Üretimi,
- Kaotik Dinamiklerin Elektronik, Optik ve Optoelektronik gerçekleştirilmesi,
- Kaotik Titreşimlerin Belirlenmesi ve Kontrolü.

Bu çalışmada özellikle güvenilir ve gizli haberleşme amaçlı elektronik sistemlerin tasarım ve gerçekleştirilmelerinde kaotik devreler ve dinamiklerin nasıl kullanıldığı analog ve dijital modlu olmak üzere iki değişik sistem tasarımı üzerinde gösterilecektir. Bu güvenilir haberleşme amaçlı kaotik sistem tasarımları: kaotik maskeleyme ve kaotik anahtarlama metodlarına dayanmaktadır. Kaotik işaretlerin kullanıldığı bu tip sistemlerdeki temel olgu kaotik senkronizasyonun sağlanmasıdır. Bu yüzden bu bölümde önce kaotik senkronizasyonun kısaca açıklanması sonrak; bölümlerde incelenecek sistem tasarımlarının anlaşılmasına yardımcı olacaktır.

Pecora & Carroll 'm [2] kaotik dinamik sistemlerin ortak işaretlerinin senkronize olabileceğini göstermesinden sonra kaotik senkronizasyonla ilgili pek çok çalışma yapılmıştır. Kaotik senkronizasyonu aşağıdaki gibi tanımlamak mümkündür.

$\frac{dx}{dt} = f(-f(t))$ durum denklemi ile ifade edilen n-boyutlu bir

otonom sistem düşünülün. Bu otonom sistem keyfi olarak

iki kısma ayrıldığında, durum vektörü $x = \begin{bmatrix} x_D \\ x_R \end{bmatrix}$ olacaktır.

Burada D kısmı sürücü allsistem ve R kısmı da cevap veren altsistem olarak tanımlanmaktadır. Bu iki altsistemin dinamikleri;

$$\begin{aligned} \dot{x}_D &= g(x_D, x_R) \\ \dot{x}_R &= h(x_D, x_R) \end{aligned} \quad (D)$$

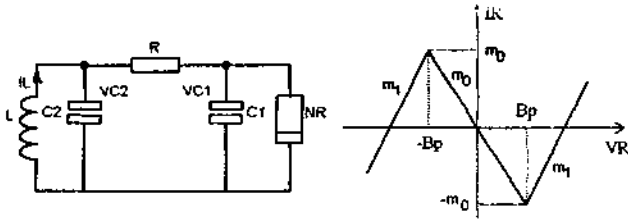
şeklinde ifade edilecektir. Pecora &Carroll, orijinal sistemin yanısıra bu orijinal sistemin cevap verici kısmının bir kopyasının oluşturularak bu kısmın orijinal sistemdeki sürücü kısma yani x_D ile sürülmesi durumunda orijinal sistemin x_R dinamiği ile cevap verici kısmın kopyası durumundaki sistemin x'_R dinamiğinin aynı olacağını ispatlamışlardır. Böyle bir durumda ;

$$\begin{aligned} \dot{x}_D &= f(x_D, x_R) \\ \dot{x}_R &= h(x_D, x_R) \\ \dot{x}'_R &= h(x_D, x'_R) \end{aligned} \quad (2)$$

denklemler elde edilecektir. Eğer $t \rightarrow \infty$ için $A.R_s = x'_R - x_R \rightarrow 0$ olursa altsistem bileşenleri x_R ve x'_R asimptotik olarak birbirlerine yaklaşacak yani senkroni/asyn sağlanmış olacaktır.

2. KAOTİK İŞARET ÜRETECİ: CHUA DEVRESİ

Bu çalışmada tasannu ele alınacak sistemlerde kullanılacak kaotik işaretlerin üretici olarak nonlinear elektronikte model bir devre olan Chua devresi [3] kullanılacaktır. Chua devresi elektronik sistem yapısı basit olan dört lineer



Şekil-1. Chua devresi ve Chua diyodunun I-V karakteristiği.

eleman ve bir nonlinear eleman olan Chua diyodundan oluşmaktadır. Chua diyodu farklı aktif devre yapılarıyla oluşturulabilir[3]. Bu çalışmada Chua diyodu için [4]'deki Op-Amp'la gerçekleştirilen devre yapısı kullanılmıştır.

'Şekil-1 'de bu Chua devresi ve nonlinear eleman olan Chua diyodunun I-V karakteristiği gösterilmektedir. Chua devresi aşağıdaki durum denklemleri ile tanımlanmaktadır:

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = G(v_{C2} - v_{C1}) - g(v_{C1}) \quad (3)$$

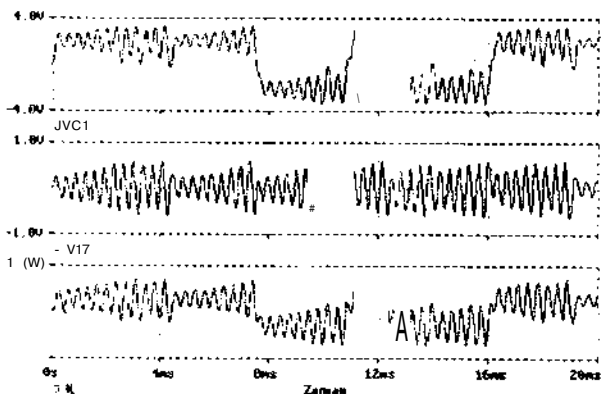
$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = G(v_{C1} - v_{C2}) + i_L \quad (4)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_{C2} \quad (5)$$

Şekil-1'de gösterilen Chua diyodunun I-V karakteristiği ise aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$g(v_R) = m_o v_R + \frac{1}{2} (m_1 - m_o) |v_R + B_p| - |v_R - B_p| \quad (6)$$

Şekil-2'de Chua devresindeki v_{C1} , v_{C2} ve i_L kaotik işaretleri görülmektedir.



Şekil-2. Chua devresindeki kaotik dinamikler.

3. KAOTİK SİSTEM TASARIMI

Bu bölümde bir önceki bölümde incelenen Chua devresinin kaotik dinamiklerinden yararlanarak güvenilir ve gizli haberleşme amaçlı biri analog modlu diğeri de dijital modlu olmak üzere iki elektronik sistem tasarımı üzerinde durulacaktır. Tasannu düşünülen bu sistemlerin çalışma prensipleri verilip, sistem performansları yapılan simülasyonlarla değerlendirilecektir.

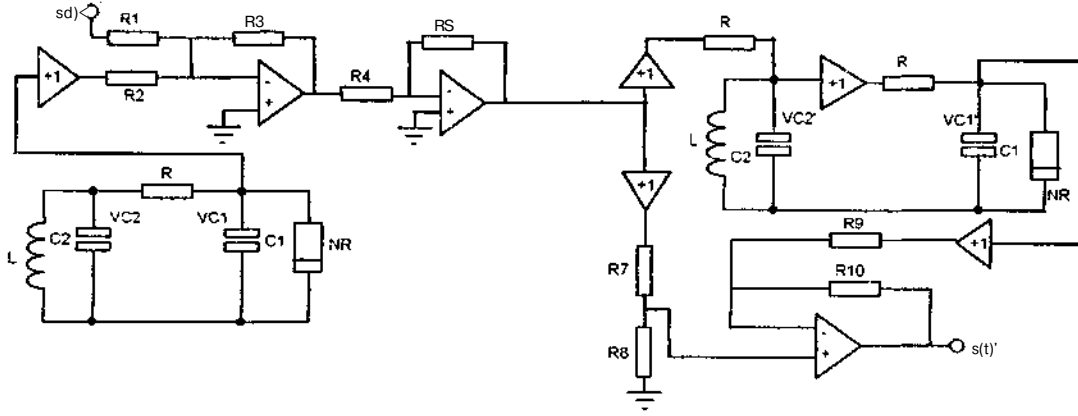
3.1. Analog Modlu Sistem Tasarımı

Ele alman sistem yapısı kaotik maskeleyici[5] metoduna dayanmaktadır. Kaotik maskeleyici temel prensip, bilgi taşıyıcı işareti yani bildiri işaretini verici kısmında kaotik işaretle maskeleyici ve bu şekilde iletmektir. Bu amaçla bildiri işareti maskeleyici kaotik işaretle toplanır ve iletim ortamına aktarılır. Alıcı kısmında ise bir önceki bölümde anlatılan Pecora&Carroll yöntemine göre gerçekleştirilen senkronizasyonla maskeleyici işaretin aynı formu oluşturulmakta ve bu kaotik işaret iletim ortamından gelen işaretle tekrar bildiri işareti elde edilmektedir. Bu temel prensip doğrultusunda oluşturduğumuz elektronik donanım yapısı Şekil-3'de görülmektedir. Sistemin simülasyonla incelenmesi esnasında değişik genlik ve frekans değerlerindeki analog bildiri işaretleri kullanılmıştır. İletimi düşünülen işaretin genelde ses frekansında bir işaret olacağı düşünülerek sistem performansı ses frekans bölgesinde incelenmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi bu sistemde kaotik senkronizasyon sağlanmakta ve iletilen işaret alıcı kısmında tekrar elde edilmektedir. İletim ortamındaki işaretin kaotik olması sistemin güvenilirliğinin anahtardır. Yaptığımız simülasyon sonuçlarına göre alıcı ve verici devre düzenekleri arasındaki kaotik senkronizasyonun sağlanması için bildiri işaret gücü kaotik işaret gücünden 20-30dB daha düşük olmalıdır (Şekil-4). Nitekim şekilden de görüleceği gibi bildiri işaretinin gücünü kaotik işaret gücüne yakın bir değere ayarladığımızda senkronizasyon bozulmakta ve bildiri işaretinin alımı güçleşmektedir.

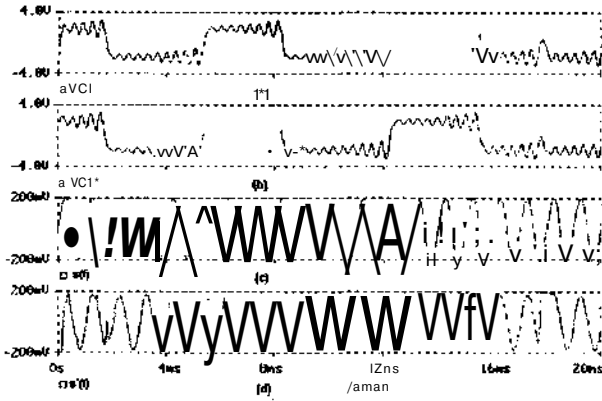
3.2. Dijital Modlu Sistem Tasarımı

Kaotik anahtarlama[5] özelliğine sahip dijital modlu sistem tasannu, sistemdeki farklı sistem parametre değerleri için oluşan değişik kaotik işaret ya da çekerlerin ikili (binary) işaretle kodlanması fikrine dayanmaktadır. Ele alacağımız sistemde, bir kaotik taşıyıcı kullanılarak dijital bilginin iletimi sağlanmaktadır. İletilecek her bir sembol Chua devresindeki bir çeker olarak kodlanır. Bu kodlanan semboller alıcıda senkronize durumdaki kaskatlı Chua devresinin altsistemleriyle dedekte edilmektedir.

Sistemin verici yapısı daha önceki sistemlerde olduğu gibi Chua devresine dayanmaktadır. Gönderilmesi düşünülen ikili bilgi kaotik taşıyıcı olan $v_{C1}(t)$ 'yi modüle eder. Egei +1 giriş bit bilgisi gönderilecekse Şekil-5'deki (S) anahtar T zaman aralığı süresince açık tutulur. Bir sonraki bit -1 gönderilecekse (S) anahtarı kapatılır ve r -dirençli nonlinear



Şekil-3. Güvenilir haberleşme amaçlı, kaotik maskeleye dayalı devre yapısı.
R1=R2=R3=R4=R5=R6=R7=R8=R9=R10=100K



Şekil-4. (a) Vericideki kaotik işaret, (b) alıcıdaki kaotik işaret, (c) iletilen bildiri işareti, (d) alınan işaret.

Chua diyoduna paralel bağlı hale gelmiş olur. Bu durumda Chua diyodunun 1-V karakteristiğinde $m'_0 = m_0 + \frac{1}{r}$ ve $m_r = \frac{1}{r}$ olacaktır. Verici devre düzeneğinin dinamiği aşağıdaki denklemlerle ifade edilmektedir:

$$C_1 \frac{dv_{C2}}{dt} = G(v_{C2} - v_{C1}) - g_+(v_{C1}) \quad (7)$$

$$C_2 \frac{dv_{C1}}{dt} = G(v_{C1} - v_{C2}) + i_L \quad (8)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{C1} - v_{C2} \quad (9)$$

(+1) bilgisi iletimde $g_+ = g_r$. (-1) bilgisinin iletiminde $g_r = g_+$ dir.

Alıcı sistem üç altistemden oluşmaktadır. Birinci altistem v_{C2} işaretinin olabildiğince aynı kopyasını üretmek

çinkullanılmaktadır. Üretilen senkron işaret şekilde v_{C2} olarak adlandırılmıştır. İkinci ve üçüncü altistemler ise v_{C1} ve v_{C1}' işaretlerini üretmek amacıyla kullanılmaktadır. +1 bilgisi iletildiğinde v_{C12} işareti v_{C1} 'e. -1 bilgisi iletildiğinde v_{C12}' işareti v_{C1} 'e yaklaşacaktır. Aşağıdaki denklemler sırasıyla ikinci ve üçüncü altistemleri tanımlamaktadır.

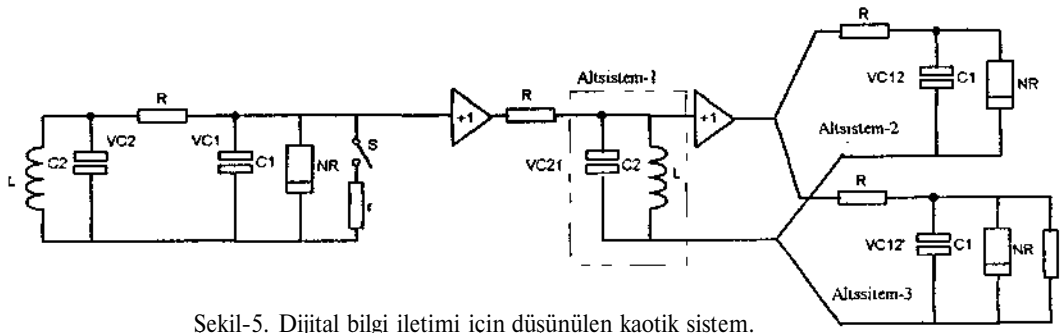
$$C_1 \frac{dv_{C12}}{dt} = G(v_{C21} - v_{C12}) - g_-(v_{C12}) \quad (10)$$

$$C_1 \frac{dv_{C12}'}{dt} = G(v_{C21} - v_{C12}') - g_+(v_{C12}') \quad (11)$$

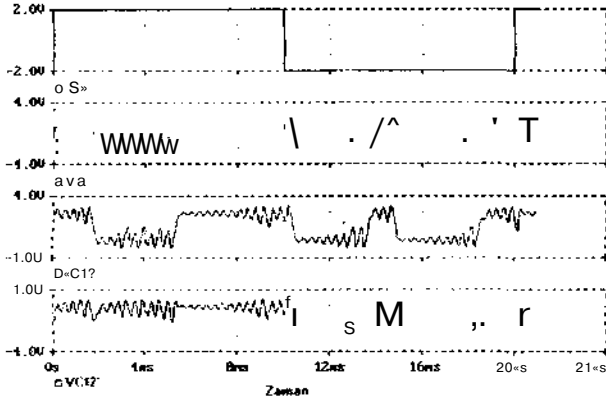
Sistemin önce statik performansı ve daha sonra da dinamik performansı incelendi. Simülasyon çalışmaları sırasında anahtar olarak voltaj kontrollü bir devre elemanı kullanılmıştır. Bu anahtar girişine iletmek istediğimiz 50Hz'lik bir karedalga uyguladık. Sonuçlar Şekil-6'da görülmektedir. Şekilden de görüleceği gibi her bir durumda 10 ms içinde tam senkronizasyonun sağlanması ve bozulması gerçekleşmektedir. Tasarlanan altistemler istenildiği gibi bir davranış sergilemektedirler. Bu tip bir kaotik sistem güvenilir dijital haberleşme amacına uygundur Bunun yanı sıra alıcı kısmı diğer sistemlere göre biraz, daha karışıktır.

4. SONUÇLAR

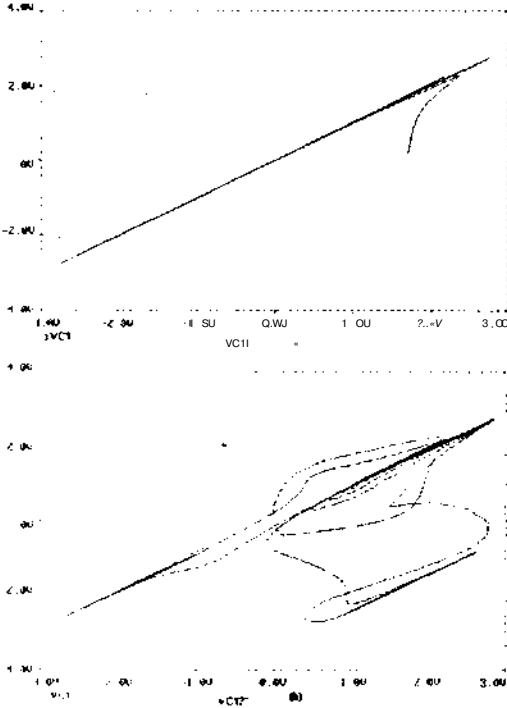
Geniş bantlı güç spektrumunu taşıyan kaotik işaretlerin ve dinamiklerin elektronik sistem tasarım ve gerçekleştirilmesinde nasıl kullanıldığı analog ve dijital modlu iki değişik güvenilir kaotik haberleşme sistemi üzerinde çalışılmıştır. Düşünülen sistemlerin başarılı olarak çalışması kaotik dinamiklerin bu tip haberleşme sistemlerinde kullanılmasının sistemi daha güvenilir ve güvenli kıldığı görülmüştür. Ele alınan iki haberleşme sisteminde de iletim kanalına verilen işaretin kaotik olmasından dolayı sistemi kodlanmış bir yapıdadır



Şekil-5. Dijital bilgi iletimi için düşünülen kaotik sistem.



Şekil-6. (a) İletilen dijital bildiri işareti, (b) vericideki kaotik işaret, (c) +1 bilgisi iletildiğinde VC1 ile senkronize olan kaotik işaret, (d) -1 bilgisi iletildiğinde VC1 ile senkroni/e olan kaotik işaret.



Şekil-7. +1 bilgisinin gönderildiği durumda;
(a) VC1 ile VC11 arasında senkronizasyon sağlanıyor.
(b) VC1 ile VC12 arasında senkronizasyon sağlanmıyor.

Kaotik maskeleye yöntemine dayalı olan analog modlu güvenilir haberleşme sistemi analog işaretlerin iletimi için kullanılabilir bir sistemdir. Sistem donanımı sade olup, bu sadelik bir avantaj olarak kabul edilebilir. Fakat kaotik senkronizasyonun sağlanması için bildiri işaret gücünün kaotik işaret gücünden 20-30dB daha düşük olması gerekmektedir. Bu dezavantaj, iletim ortamında bildiri işaret gücüne yakın bir güce sahip bir gürültü işaretinin varlığı durumunda bildiri işaretinin alınımının güçleşmesine yol açabilecektir.

Dijital bilgi iletimi için düşünülen kaotik anahtarlama sistemde yukarıda bahsedilen dezavantaj yoktur. İletilen işaret dijitaldir. Bu sistem yapısındaki alıcı kısmının nispeten komplike olması donanım açısından bir dezavantaj gibi görülebilir.

Bu konudaki gelişmeler, daha pek çok elektronik sistemin tasarım ve gerçekleştirilmesinde kaotik dinamikler ve işaretlerin kullanılacağını göstermektedir.

5. KAYNAKLAR

- [1], R.Kılıç, M.AİÇL, M.Tokmakçı, "The Simulation of Chaotic Neuron Model Proposed for Chaotic Neural Networks", *T* Int.Symposium on Intelligent Manufacturing Systems*, pp.303-311,6-7 August, Sakarya, Turkey, 1998.
- [2]. L.M.Pecorra. T.L.Carroll, "Synchronization in Chaotic Systems". *Phys. Rev.Letters*. Vol.64. pp. 831-834, 1990.
- [3]. L.O. Chua, C.W.Wu, "A Universal Circuit for Studying and Generating Chaos", *IEEE Trans. on Circuits&Systems -I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 40, pp. 732-745, Oct. 1993
- [4], K.Muralı, M.Laksmanan, "Chaotic Dynamic of the Driven Chua's Circuits", *IEEE Trans. on Circuits&Systems -I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 40, pp. 836-840, Oct. 1993.
- [5]. M.J.Ogorzalek, "Taming Chaos-Part I: Synchronization", *IEEE Trans. on Circuits&Systems -I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 40, pp. 693-699, Oct. 1993.

ÇOK FONKSİYONLU MESAJ GÖRÜNTÜLEME SİSTEMİNİN TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Müzeyyen SARITAŞ, Salih SAYDAM,
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Gazi Üniversitesi, Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi,
06570 Maltepe/ANKARA
E-mail: msari@mikasa.mmf.gazi.edu.tr

ABSTRACT

in this paper, a microprocessor based multifunction message display system has been designed and constructed. Two 8031 microcontroller chips have been used; one is in the message entering and programming system and the other is in the message display panel. The communication between these two systems have been made by RS232. Since the software is much more simpler and duty cycle is independent of the number of characters displayed, vertical scanning method has been employed rather than horizontal scanning to display the data on the display panel. The system can be operated with three subprograms which are message recording, programming and displaying. 248 messages, with 128 characters each, can be recorded and 192 different programs can be made to display the messages in one of the eighth displaying types. These are shift left, scrolling, single character shift, group shift, single character displaying, displaying, display nothing and blinking. 8x5N multidigit LED display system has been used for Turkish characters. in our system, the number of displayed characters on the display panel are 32 and the number of defined characters are 83. By the use of multiplexing array method, each row is reenergized 83.4 times (83.4 Hz) per second. This reduces the number of driver and energy consumption of the system.

1. GİRİŞ

Kalabalık ve gürültülü mekanlarda, insanları bilgilendirmenin, tanıtım ve reklam yapmanın en etkin yollarından biri, doğrudan göze hitap eden ışıklı iletişim sistemlerini kullanmaktır. Böyle sistemler günümüzde; bankalar, aracı kurumlar, hava alanları, oteller, süpermarketler ve müşteri potansiyelinin yoğunluk kazandığı bütün alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Işıklı iletişim sisteminde, mesajın iletildiği ışıklı panodaki mesaj, sürekli olarak değişken zaman aralıklarında tekrarlanabilen, sistem kendi kendine yeterli olabilmeli ve ayrıca sistemin kullanımı kolay olmalıdır.

Elektronik görüntüleme sistemi, kontrolü kolay olup insan-makina aracılığıyla topluma daha fazla bilgi aktarabilir. Işık paneli ile mesaj iletiminde kullanılacak görüntü elemanları; normal ışık lambası, katod ışım tüpü, sıvı

kristal gösterge, floresan tüpü, elektrokromatik, elektrofloradik ve LED (ışık yayan diyod) olmak üzere çok çeşitlidir [1-3]. Görüntü elemanlarından birinin seçimi yapılırken, büyüklük, güç gereksinimi, renk, çevre şartları, bir birimdeki eleman sayısı, fiyat ve kolay bulunabilirlik gibi özellikler göz önüne alınmalıdır. Yapım tekniklerine göre LED'ler dört kategoride incelenebilir, i) Entegre devreli gösterge, ii) 7 çubuklu LED gösterge, iii) büyütülmüş tek çipli gösterge, iv) nokta matris alfanümerik gösterge. Işık gösterge panosunda en çok kullanılan Font tipleri bir önceki çalışmamızda[1] özetlenmiş olup Font A: 7 çubuklu LED, Font B: değiştirilmiş 4x7 nokta matris fontu, Font C: 16 çubuklu LED, Font D: değiştirilmiş 5x7 nokta matris fontu, Font E: 5x7 nokta matris fontu, Font F: 9 çubuklu LED şeklindedir.

1984 yılında Lenharth[4], gerçekleştirdiği ışık panosunun kontrol devresinde mikroişlemci kullanmış ve yazılım programı için programlama dillerinden yararlanmıştı. 1987 de Martinez[5], sessiz radyo tipi yuvarlanan mesaj iletim sistemi üzerinde çalışmış ve gösterge panosunda LED'leri kullanmıştır. Sarıtaş ve Aksoy, 1991'deki çalışmalarında[1], gösterge panosunda LED'leri ve kontrol elemanı olarak da bir mikrobilgisayarı(Z80+2) kullanmışlardır. Sarıtaş ve Aksoy'un çalışmalarında 5x6 çuklu görüntüleme yöntemi seçilmiş, sistemde kullanılan sütun sayısı 6'ü ve tanımlanabilen karakter sayısı 59'dur. Çoklama tekniği kullanılarak, sistem saniyede 33 defa (33 Hz) aktif duruma getirilmiştir. Mikrobilgisayar kullanımı ile mesaj kolayca değiştirilebilmiş, programlama daha basit ve PIO giriş/çıkış bölmeleri kolayca belirlenebilmiştir. Ancak programın yavaş çalışması ve programı hızlandırmak için bir derleyiciye(VICODER 48K) ihtiyaç duyulması nedeniyle bu çalışmada, görüntü panosunun kontrolünde mikroişlemci ler (8031) tercih edilmiştir. Böylece sistemimiz daha hızlı, ucuz ve az yer kaplamıştır. Ayrıca, bir önceki çalışmamada yata> (sütun) tarama yöntemi seçilerek mesajlar sadece sağdan sola kaydırılırken bu çalışmada dikey (satır) tarama yöntemi seçilerek mesajların 8 farklı şekilde görüntülenmesi sağlanmıştır.

Sistemimizde dikey (satır) tarama yöntemi, yatay (sütun) tarama yöntemine tercih edilmiştir. Dikey (satır) tarama

yönteminde, istenen bir karakterin bir satırını görüntülemek için önce o satırdaki sütunlar enerjilendirilir sonra o satır enerjilenir. Birden fazla karakter için bu yöntem uygulanacaksa satır bilgisi ağı çözülür ve her karakter için bilgi 'bilgi tutma' devresinde tutulur, önce satır hattı uygun hale getirilir sonra bütün karakterdeki bilginin satırları arka arkaya görüntülenir. Yatay (sütun) taramada, istenen bir karakterin bir sütununu görüntülemek için önce o sütundaki satırlar enerjilendirilir sonra o sütun enerjilenir. İşlem bütün sütunlar bitinceye kadar tekrarlanır. Çoklu karakter görüntülemeye de işlem benzeri şekilde tekrarlanır. Satır veya sütun görüntüleme yöntemiyle her karakter saniyede 100 defa enerjilendirilebilirse göz bu hızlı değişimi sürekli bir görüntü halinde algılar.

Çoklu görüntüleme yönteminde zamanlama çok önemli bir parametredir. Satır sayısı (N'), tazeleme hızı (f), satır darbe iletim süresi (x_p), satırlar arası kesim süresi (T_b) zamanlamada etkilidir. Önce sistem tazeleme süresi, $x = 1/f$, seçilir. Bu sürede bütün satırlar sırasıyla aktif hale getirileceğinden darbe iletim süresi ($T_{,,} = T / N'$ ile belirlenir. Her darbe iletim süresince bir satır enerjilenir.

2. SİSTEMİN ÇALIŞMASI VE PROGRAMLANMASI

Tasarlanan ve gerçekleştirilen çok fonksiyonlu mesaj görüntüleme sisteminin blok diyagramı Şekil 1'de görülmektedir. Devre, mesaj kayıt/programlama sistemi ve görüntü paneli olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır.

2.1. Mesaj Kayıt / Programlama Sistemi

CPU kartı, LCD gösterge kartı, tuş takımı kartı ve güç besleme kartından oluşan mesaj kayıt ve programlama sistemi (Şekil 1), mesajların girildiği ve ayrıca mesajların görüntü panelinde nasıl görüntüleneceklerini belirten programların kayıt edildiği kısımdır.

CPU, merkezi işlem birimi, sistemin beynidir. Mikroişlemci çeşitleri ve karşılaştırılması ile ilgili detaylı bir çalışma S.Saydam tarafından yapılmıştır/2/. Bu çalışmamızda kullanılan 8 bitlik 8031 mikroişlemci tümdevresi, MCS-51 ailesinden olup bu aile denetim uygulamaları için geliştirilmiştir. 8031'in, çift yönlü ve bireysel adreslenebilir 32 I/O hattı, çift öncelik seviyeli 4 ayrı kesme (interrupt) kaynağı, dahili zamanlama osilatörü, 64Kbytlık adreslemeye uygun program belleği, 64 Kbytlık adreslemeye uygun veri belleği ve 128 Bytlık dahili RAM'ı bulunmaktadır. Ayrıca, RS232 standardına sahip seri haberleşme bölmesi ile adres çözücülerini içermektedir.

LCD gösterge kartı. 5x7 nokta matrisli, tek sıralı ve 20 karakterli sıvı kristal gösterge ile giriş/çıkış arabirimi içermektedir. LCD gösterge, kullanıcıya, girilen mesajı anında görüntüleme ve varsa yapılmış bir hatayı düzeltme imkanı vermektedir. Tuş takım kartı, 48 adet karakter tuşu

ile bunlara ait I/O arabirimi ve 8 adet fonksiyon tuşundan oluşmaktadır. Güç besleme kartı, ± 5 Volt besleme gerilimi üretmektedir.

2.2. Gösterge Paneli

Gösterge paneli (Şekil 1), CPU kartı, 8x5N LED matris gösterge paneli (N karakter sayısı), bellek, satır sürücüler, adres çözücü ve sütun sürücülerden oluşmaktadır. Bu kısım görüntülenecek olan mesajların RS232 ile aktarıldığı ve görüntülediği kısımdır. Sistemde tanımlanan karakter sayısı 83'tür. Bu karakterlerden 10 tanesi rakam, 32 tanesi harf, 8 tanesi noktalama işareti ve 33 tanesi de semboldür. Gösterge panelinde, her bir karakteri 8x5'lik LED'lerden oluşan 32 karakter görüntülenebilmektedir. Her satırda, $32 \times 5 = 160$ diyod olup her bir diyodun 40 mA akım çekmesi ve bir satırdaki bütün diyodların aktif olması halinde $40 \times 160 = 6.4$ A akım çekilmektedir. Her satır 1.1 ms yandıgı ve 0.4 ms sönük kaldığına göre bir periyotta 8 satırın görevlilik çarpanı $8.8 \text{ms} / 12 \text{ms} \times 100 = \%73$ olarak hesaplanmaktadır. Bu durumda, 8 satır için çekilen ortalama akım $0.73 \times 6.4 = 4.7$ A olup diğer devrelerle birlikte harcanan güç, $5 \text{A} \times 5 \text{V} = 25$ W olmaktadır.

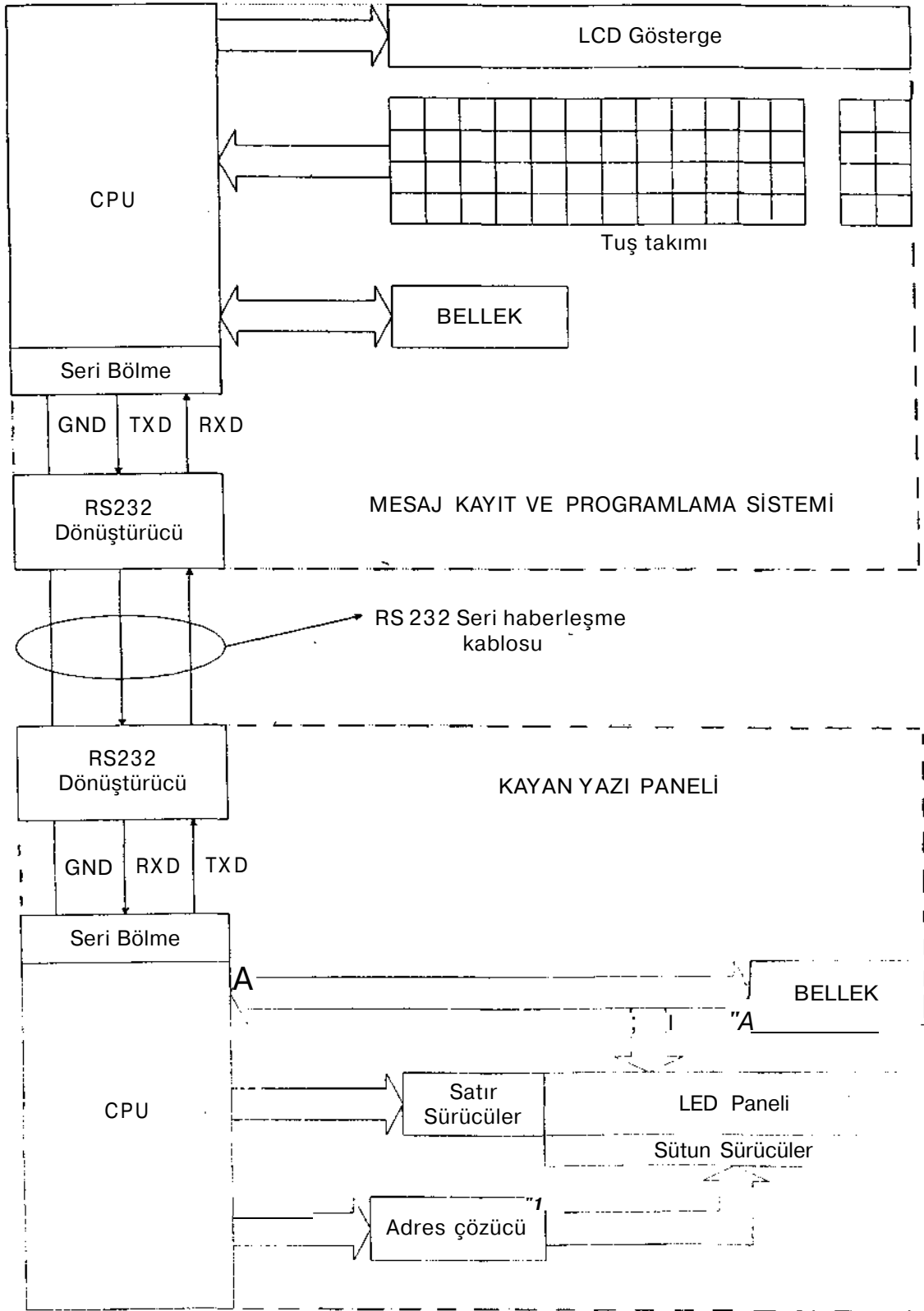
Gösterge panelinde mesajların görüntülenebilmesi için dikey (satır) ve yatay (sütun) tarama yöntemlerinden yararlanılabilir[2]. Kullanılan matris tarama yöntemi ne olursa olsun kayan yazı panelimiz, mesaj kayıt ve programlama sisteminden bağımsız olarak çalışmakta olup, EEPROM ile, mesaj kayıt/programlama sistemi ile veya bir bilgisayarla birlikte kullanımı detaylı olarak incelenmiştir[2]. Gösterge panelimizin, mesaj kayıt programlama sistemi ile çalıştırılması ise aşağıda verilmiştir.

2.3. Sistemin Programlanması ve Çalışması

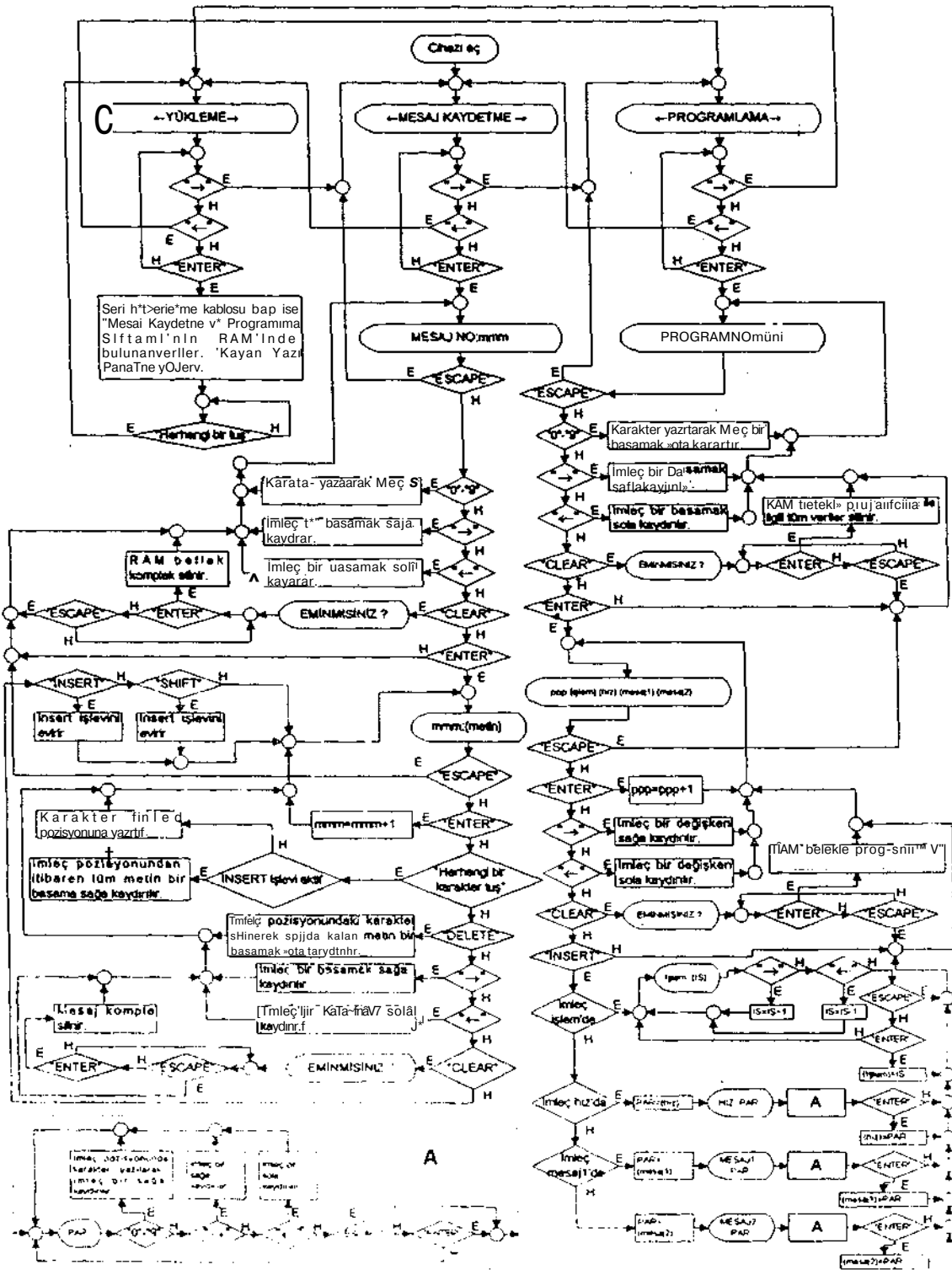
Sistem, temel olarak 3 farklı alt yordamla çalıştırılmaktadır. Bunlar:

- Mesaj kaydetme
- Program laa
- Yükleme.

Sistemin çalışmasının iş akış diyagramı ise Şekil 2'de görülmektedir. Mesaj, önce mesaj kayıt/programlama sistemine girilir. Mesaj girme işlemi bittikten sonra hangi mesajın ne şekilde görüntüleneceği programlanır. Daha sonra kayıt/programlama sistemindeki mesajlar, RS232 ile gösterge paneline aktarılıp programa göre görüntülenir. Mesaj kaydetme alt yordamı ile herbiri 128 karakter uzunluğunda, azami 248 adet mesaj kaydedilebilmektedir. Programlama alt yordamıyla azami 192 adet program yapılabilmektedir. Yapılan programlar ile hangi mesajın ne şekilde görüntüleneceği ve görüntüleme hızı belirlenebilmektedir. Yükleme alt yordamı ile mesaj kayıt/programlama sisteminde hazırlanan mesaj ve programlar gösterge paneline aktarılmaktadır.



Şekil 1. Gerçekleştirilen devrenin blok diyagramı



Şekil 2- Devre çalıştırma iş-aış diyagramı

Çok fonksiyonlu mesaj görüntüleme sistemini çalıştırmak için (Şekil 2) önce sistem açılır ve LCD göstergede "<->" veya "->" tuşları ile "<-MESAJ KAYDETME ->", "<-PROGRAMLAMA ->" veya "<-YÜKLEME->" mesajlarından "<-MESAJ KAYDETME ->" seçilir. İlk girişte 000 olan mmm değişkeni ile, 0-9 tuşları kullanılarak, mesaj yazma alt yordanuna geçebilmek için 0-247 arasında 247 de dahil olmak üzere bir mesaj numarası seçilir. "ENTER" tuşuna basılarak mesaj kaydetme alt yordanına geçilir. Mesaj girişi sırasında bir hata yapılmışsa "DELETE" veya "INSERT" tuşlarına basılarak karakter silme veya ekleme işlemi yapılabilir. "ESCAPE" tuşu ile silme işlemi iptal edilir veya "ENTER" tuşuna basılarak mesaj RAM'e kaydedilir. "CLEAR" tuşu ile RAM bellek tamamen silinir. Bu tuşa basıldığında görülecek olan "EMİN MİSİNİZ?" mesajı ile yanlışlıkla yapılabilecek olan bir silme işlemi engellenmiş olur.

"<-PROGRAMLAMA ->" alt yordamı seçildiğinde mmm değişkeni ile, 0-9 tuşları kullanılarak 0'dan 191'e kadar bir program numarası seçilir. "ENTER" tuşuna basıldıktan sonra programlama alt yordanına geçilir. "<->" veya "->" tuşları ile görüntüleme türlerinden biri seçilir ve "ENTER" tuşu ile onaylanır. Bu görüntüleme türleri sırasıyla: sağdan sola kaydırma, yukarıdan aşağıya kaydırma, flaşlama, harf kaydırma, sabit yazdırma, harf harf kaydırma, grup kaydırma ve boş görüntüleme.

"<-YÜKLEME->" alt yordamı seçilip "ENTER" tuşuna basıldığında "BAĞLANTI KURULUYOR" mesajı görüntülenir. Adres seçilir ve yüklenir. İşlem bittiğinde "YÜKLEME TAMAMLANDI MESAJI" görüntülenir.

Gösterge panelinde sağdan sola kaydırma işlevinde, mesajın ilk karakteri panelin sağ üst başından girmeye başlar ve o mesajın son karakteri göstergenin sol başından çıkıncaya kadar devam eder. Yukarıdan aşağıya kaydırma işlevinde, kelimeyi ortadan bölmeyecek şekilde, mesajın ilk 32 karakterlik kısmı yukarıdan aşağı doğru kayar ve mesajın son karakterine kadar bu işlem 32 karakterlik gruplar halinde tekrar eder. Haşlama işlevinde, mesaj 32 karakterlik gruplar halinde yanıp söner. Harf harf kaydırma işlevinde, mesaj 32 karakterlik gruplara bölünür. İlk grubun ilk harfi sağ baştan kayarak sol baştaki ilk hanede durur ve 2. karakter de kayarak 2. hanede durur ve bu işlem son karaktere kadar bu şekilde devam eder. Sabit yazdırma işlevinde, mesaj 32 karakterlik gruplar halinde sabit olarak görüntülenir. Harf harf yazdırma işlevi, harf harf kaydırma işlevine benzer ancak karakterler kaymadan ve doğrudan doğruya bulunmaları gereken basamaklarda sırası ile görüntülenir. Grup kaydırma işlevi, sağdan sola kaydırma işlevi ile aynıdır, ancak birden fazla mesaj için uygulanır. Boş bırakma işlevinde, gösterge belirli bir süre boş bırakılır.

3. SONUÇLAR

Bu çalışmada, dikey (sattır) tarama yöntemi seçilerek 8 farklı görüntüleme yöntemini içeren. Türkçe karakterlerle uyum içinde çalışabilen, ucuz, hızlı mikroişlemci tabanlı bir mesaj görüntüleme sistemi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir.

Gösterge panelimizdeki sattır sayısı 8. sattır darbe iletim süresi 1.1 ms, sattırlar arası kesim süresi 0.4 ms'dir. Her sattır darbe iletim süresince bir sattır enerjilenmektedir.

Gösterge tarama darbeleri bir osiloskop ile gözlenerek 8 farklı görüntüleme şekli için sattır sürücülerinin zaman paylaşımı ölçülmüştür. Bir karakteri tarama süresinin 11.6 ms ile 12.8 ms (86.2 Hz-78.1 Hz) arasında değiştiği görülmüştür. Tarama frekansları arasındaki bu küçük farklar, her bir görüntüleme işlevi için yazılımdaki farklı işlemlerin yapılmasından kaynaklanmaktadır. Örneğin, sabit yazdırma işlevinde mesaj 32 karakterlik gruplar halinde bellekten okunurken, sağdan sola kaydırma işlevinde karakterler her adımda tek tek okunmaktadır. Tarama hızı, Tracton'a [6] göre en az 100 Hz olmalı. Santaş ve Aksoy'un bir önceki çalışmalarına göre sistem tarama hızı en az 33 Hz [1] olmalıdır. Bu çalışmada ise işlevler arasında ortalama 83.4 Hz ile bir tarama yapılarak titreşimsiz bir görüntü elde edilmiştir.

Bu bildiri de, gösterge panelinin mesaj kayıt/programlama sistemi ile çalıştırılması açıklanmıştır. Gösterge paneli, istenirse bir EEPROM ile veya bir bilgisayarla çalıştırılabilir [2].

Bu çalışmada, sürücü sayısını ve güç tüketimini azaltmak için, çoklandınluş dizi yöntemi kullanılarak her sattır saniyede 83.4 defa enerjilendirilmiştir. Sistemde tüketilen maksimum güç 25 Wattır.

Bu çalışma, Gazi Üniversitesi Araştırma Fonundan aldığı maddi destekle gerçekleştirilmiştir.

KAYNAKLAR

1. Santaş M., Aksoy M., "" Mikrobilgisayar Kontrollü Işıklı İletişim Sistemi Tasarımı ve Yapımı". Gazi Üniv Müh.. Mim. Fak. Der. 6.(1-2), pp: 77-88, 1991.
2. Saydam S., Mikroişlemci Tabanlı Çok Fonksiyonlu Mesaj Görüntüleme Sisteminin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi, Gazi Üniv. Fen Bil. Enst (Yük. Lis. Tezi), 1997.
3. Debeoo G. J., Burrous C. N., *Integrated Circuits and Semiconductor Devices*, McGraw-Hill, 1987
4. Lenhart B. E., *A Microprocessor Controlled Message Display System*, IEEE Micro(USA). Vol4, No. 2, 10, 1984
5. Martinez C. D., *A Scrolling Message Display System*. Electron Conventions Manage, Los Angeles, C.A. USA, 55/4/1-7, Nov. 1987.
6. Tracton K., *Display Electronics*, Tab Books, 81-105. 1977.

YERE NÜFUZ EDEN RADAR İÇİN NANOSANIYE DARBE ÜRETECİ TASARIMI

Veysi ÖZTÜRK⁽¹⁾, Erkan DANACI^(1,2), Demet Sevil ARMAĞAN⁽¹⁾

⁽¹⁾TÜBİTAK MAM Bilişim Tek.Enstitüsü 41470 Gebze/KOCAELİ

⁽²⁾Selçuk Ü. Elektrik- Elektronik Müh. Böl. 42031 KONYA

E-mail : veysi@mam.gov.tr

ABSTRACT

in this study, it was studied on designing of a pulser which has nanosecond pulse width. This pulser was used in Ground Penetrating Radar (GPR) systems to detect buried objects under ground. This pulser can also be used in different applications where fast switching is needed. Firstly, circuit simulation of this pulser was developed by using a computer program and then implementation of this pulser has been done by using avalanche transistors. Avalanche transistors provide pulses, which has high current and 0.5 nanosecond rise time. Pulse repetition frequency of the designed pulser is 100 KHz and pulse width is 2 ns.

1. GİRİŞ

Darbe, zaman ekseninde oldukça dar olan ve başlangıç ile bitiş değerleri aynı olan elektrik sinyallere denir. Bu elektrik sinyali, birçok farklı şekillerde olabilir. Fakat aksi belirtilmedikçe, darbeler dikdörtgen dalga şeklinde olup iki adım fonksiyonuyla oluşturulur. Adım fonksiyonu belli bir T_0 zamanına kadar sıfır olan ve T_0 zamanından sonra sabit kalan sinyallerdir.

Kullanım alanlarına göre darbelerin genişlikleri, akımları ve genlikleri farklılıklar göstermektedir. Darbe üreticinden (pulser) elde edilen darbelerin bazı kullanım alanları sıralanabilir:

- Nükleer fizik, plazma fiziği, genel kısa-zaman elektroniği, bilgisayar devreleri [1]
- Koaksiyel kabloların empedanslarını bulma [2]
- Dalga kılavuzlarını test etme [2]
- Akustik çalışmalar (Ses yansıma kaynaklarını bulma)
- Ultrasonik çalışmalar [2]
- Radar uygulamaları [3]

Bu çalışmada tasarlanan darbe üretici GPR sisteminde sinyal kaynağı olarak kullanılmak üzere geliştirilmiş GPR sistemleri, yeraltındaki yapıyı tespit etmek için belirlenen amaçla tasarlanmış radar sistemleri ile ilgili olduğu konular elektromanyetik teknikler, elektrik sistem tasarımı, sinyal işleme, toprak bilimi ve jeofizikler.

Günümüze kadar yeraltının ve içindekilerin görülebilmesi sağlamak için birçok çalışmalar yapılmıştır. Sismik, kızılötesi (infrared) kamera, indüksiyon-kutuplama, elektromanyetik araştırma gibi yöntemlerin çalışmaları devam etmektedir [3]. Bu yöntemlerden en başarılı olan ve üzerinde birçok çalışmalar yapılan ise GPR (Yere Nüfuz Eden Radar)'dır [4]. Genel olarak günümüzde gerçekleştirilen GPR sistemleri, çok geniş (ultra) band genişliğinde darbe radar teknolojisinin özel bir çeşitimidir. Bu sistemlerde geniş band genişliğini sağlamak için çok kısa süreli darbeler üretebilen darbe üreticileri kullanılır.

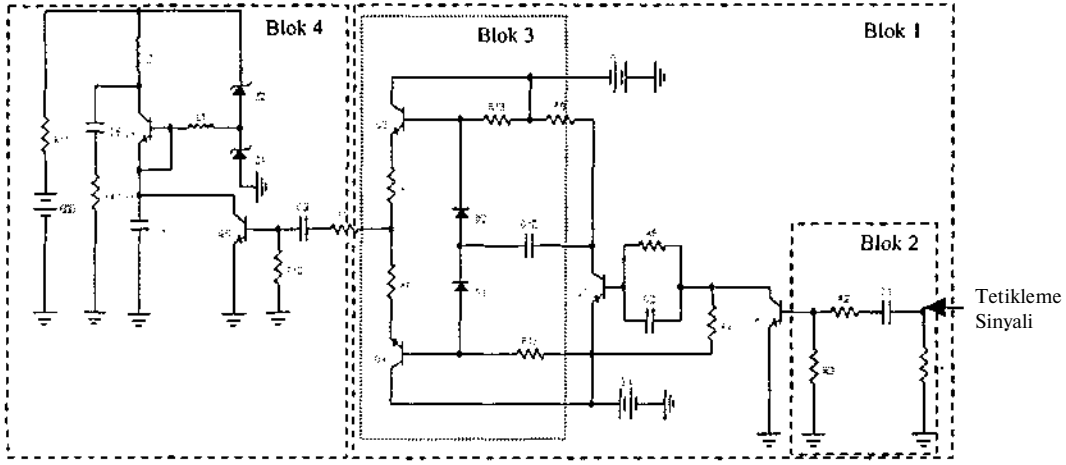
Gerek GPR'da ve gerekse kısa süreli darbeler içeren diğer sistemlerde kullanılmak üzere darbe üretmek için, Piko Sanayi Optoelektronik tekniği [5], yarıiletken lazer diyotları kullanma. GaAs doğrusal olmayan iletim hatlarını kullanma [6]. MOSFET akım kaynağı ve çığ diyotlarını kullanma, çığ tranzistörlerini kullanma [7,8], vb. çeşitli yöntemler uygulanmaktadır. Darbe üreticinin çalışma prensibi, genellikle yüklenmiş enerjinin kısa bir iletim hattında hızlı bir şekilde boşaltılması (discharge) tekniğine dayanır. Bunu başarmak için kullanılan en yaygın yöntem; bir tranzistörün, çığ bozulma modunda (avalanche breakdown mode) çalıştırılması sonucunda, hızlı anahtar ve kısa bir iletim hattı gibi kullanılmasıdır [8].

(Çığ tranzistörleri hızlı anahtar olarak kullanan devrelerin en önemli üstünlükleri küçük çıkış dirençleri (genelde yaklaşık $1 \text{ } \Omega$ ve $1 \text{ } \mu\text{Hm}$). yüksek çıkış akımları (yaklaşık 1-10A) ve 1 ns ve daha az olan yükselme zamanlarıdır [9].

2. TASARIM

Çözünürlüğü 10 cm olan bir GPR'ın dielektriği 13,5 olan Mprakta çalıştırılması durumunda, darbe üreticisine ait darbe sürecinin yaklaşık 2 ns olması gerektiği belirlenmiştir [3].

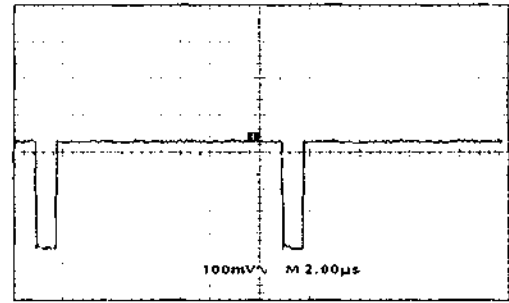
Nanosaniye mertebelerinde darbe genişliği sağlamak için Kiyle tasarımda çığ modunda çalıştırılabilen özel çığ tranzistörleri (avalanche transistor) kullanılmıştır.



Şekil 1. GPR darbe üreticinin tasarım şeması

Yine GPR'in isterlerine göre tasarlanan darbe üreticinin darbe tekrarlama frekansı 100 kHz olarak gerçekleştirilmiştir. Transistörün çıkışındaki darbenin yükselme süresi 0.5 ns'dir. Şekil 1'de darbe üretici fonksiyonunu yerine getirecek devrenin tasarım şeması verilmiştir. Devrenin sağdan sola doğru R9 direncine kadar olan kısmı (Blok 1) çığ transistörleri için gerekli olan tetikleme sağlar. Tetikleme sinyali olarak, çıkışı Şekil 2'de gösterilen dalga şekline sahip bir osilatör kullanılmıştır.

C1 kondansatörü ve R2 ve R3 dirençleri (Blok 2) yüksek geçiren filtre olarak kullanılmıştır ve kondansatörün dolma ve boşalmasını sağlar. Bu kısımdaki Q1 transistörü ise kuvvetlendirici olarak kullanılmıştır ve ayrıca sinyalin darbe genişliğini azaltır. R5 ve C2 yüksek geçiren filtre olarak kullanılmıştır ve parazitlerin süzülmesine yardımcı olurlar. Q3, D1, D2, Q4, R7 ve R8 komponentleri B sınıfı push-pull yapı oluşturarak (Blok 3) Q3 ve Q4 transistörlerini sadece bazlarına sinyal geldiğinde çalıştırarak (kesim durumunda çalışma) minimum enerji sarfiyatı sağlarlar. Seri iki diyot olarak kullanılan D1 ve D2 diyotlarının iletim karakteristikleri transistörlerin iletim karakteristiklerine uygun seçilerek transistörlerin kararlı bir kutuplaması yapılmıştır. Push-pull transistörlerin çıkışındaki Şekil 3'de gösterilen tetikleme sinyali, Q5 transistörün Un bazına (Blok 4) uygulanır. Q5 ve Q6 transistörlerinin çığ modunda kalabilmesini sağlamak için Q5'in kolektör-emiteri, Z1 zener diyoduna ve Q6'nın kolektör-emiteri, Z2 zener diyoduna paralel bağlanmıştır. Zener diyotlar çığ transistörlerinin kolektör-emiter arasındaki gerilimin sabit kalmasını sağlarlar Q5 ve Q6 transistörleri birbirine seri bağlanmıştır. Böylece daha yüksek gerilimli darbe üretilmesi sağlanmıştır. Daha yüksek akımlı darbe gerektiğinde ise çığ transistörleri birbirine paralel bağlanabilir.



Şekil 2. Tetikleme sinyali dalga şekli (tepeden tepeye 4 V ve tekrarlanma frekansı 100 kHz)

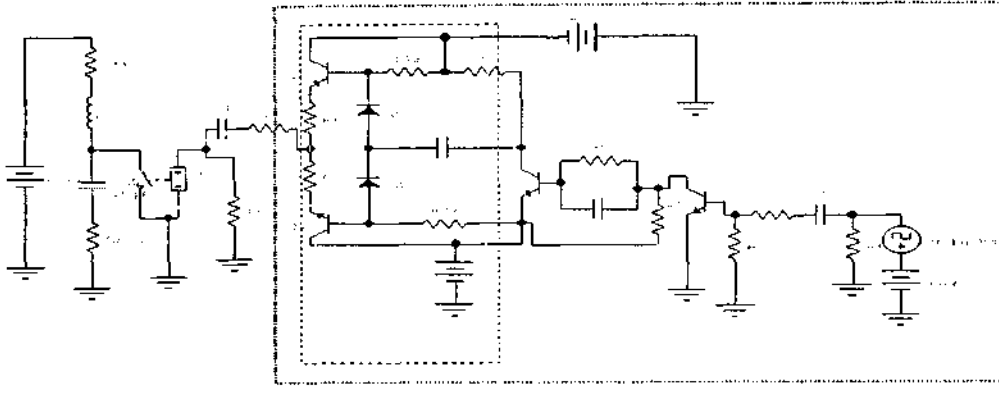


Şekil 3. Tetikleme devre çıkışı (tepeden tepeye 8V ve tekrarlanma frekansı 100 kHz)

3. ANALİZ

Tasarımdan uygulamaya geçirilecek darbe üreticinin öncelikle simülasyonu yapılmıştır. Bu simülasyon için Workbench 5.0 programı kullanılmıştır.

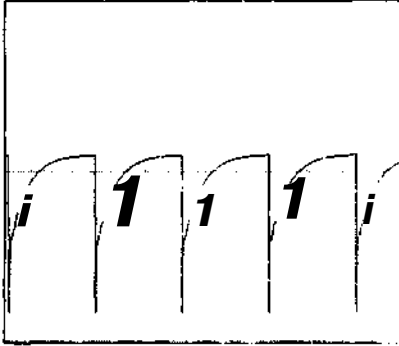
Simülasyon devresi gerçekleştirilirken, Q5 ve Q6 çığ transistörleri, çığ olayı modunda çalıştırıldıkları için SPICE modellerini oluşturmak mümkün değildir. Q5 ve Q6



Şekil 4. GPR darbe üreticinin simülasyon devresinin şeması

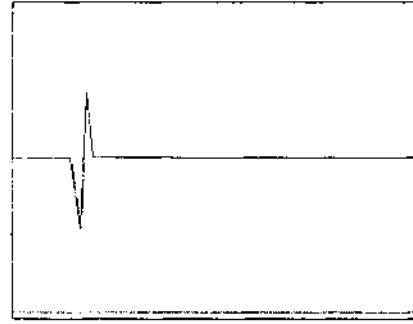
tranzistörleri, devrede hızlı anahtar olarak kullanıldıkları için simülasyon devresinde gerilim kontrollü anahtar olarak modellenmiştir. Anahtar açıkken $10 \text{ M}\Omega$ ve kapalıyken 0.01 D . direnç gösterecek şekilde ayarlanmıştır. Şekil 4'de darbe üreticinin simülasyon devresi gösterilmiştir.

Şekil 5'te Q6 tranzistörünün çıkışının dalga şekli gösterilmiştir. Simülasyon devresinde anten 50 Q 'luk direnç olarak kullanılmıştır. Çünkü çıkış yükü olacak antenlerin ortalama olarak empedansları 50 Q 'dur.



Şekil 5. Simülasyon devresinde anahtarın çıkışı (tepeden tepeye $\sim 600 \text{ V}$ ve tekrarlanma frekansı 100 kHz)

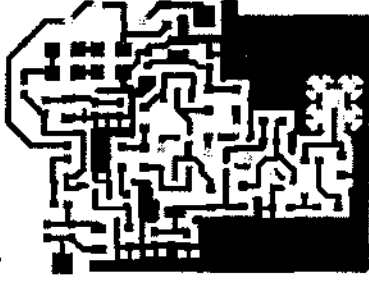
Simülasyon devresinde anten çıkışında elde edilen darbe, Şekil 6'da görüldüğü gibi sinüse henzer bir dalga şekline sahiptir.



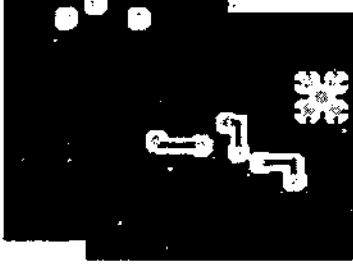
Şekil 6. Simülasyon devresinde anten yerine konulan 50 Q 'luk direnç üzerindeki darbenin dalga şekli (tepeden tepeye 8 V , tekrarlanma frekansı 100 kHz ve darbe genişliği 2 ns)

5. GERÇEKLEŞTİRME

Darbe üreticinin baskı devresi Protel 3.0 programı kullanılarak hazırlanmıştır (Şekil 7.a, Şekil 7.b). Frekans spektrumunda inceleme yapıldığında, üretilmeye çalışılan darbe genişliğinin nano saniyeler mertebesinde olması yüksek frekanslarda çalışıldığını göstermektedir. Bu durumda uygulamada baskı devre, çıkış transistörünün çıkışındaki iletim hattının bir mikroserit iletim hattı gibi davranabileceği dikkate alınarak hazırlanmıştır. Devre elemanları, SMD montajlı olarak tercih edilmiştir. Böylece devrenin daha küçük bir alana sınırlanması sağlanarak, inductif ve kapasitif etkiler en aza indirilmiştir.



Şekil 7a. Tasarlanan darbe üretici devresinin baskı devresi (ön yüzü)

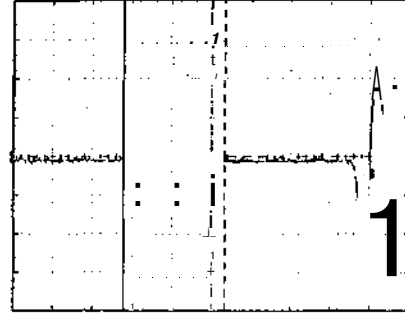


Şekil 7b. Tasarlanan darbe üretici devresinin baskı devre çıktıları (arka yüzü)

6. SONUÇLAR

Bu çalışmada özellikle darbe GPR radarlarda kullanılmak üzere darbe üreticilerinin devre tasarımı incelenmiştir. Darbe üreticilerinin devre tasarımı için literatürde geçen ve yüksek hızda anahtarlama ve yüksek akım gerektiren uygulamalarda kullanılan çığ tranzistörlerinin kullanımı uygun görülmüştür. Öncelikle devrenin simülasyonu yapılmıştır. Çığ tranzistörleri simülasyon devremizde hızlı anahtar olarak gösterilmiştir. Simülasyonun başarılı olduğu görülmüştür. Daha sonra da devre gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen nano saniye darbe üretici devre çıkışı sayısal osiloskop kullanılarak ölçülmüş ve Şekil 7'de gösterilen sinyal elde edilmiştir. Bu ölçüm esnasında darbe üreticinin girişine 100 KHz frekansa sahip ve çalışma faktörü 0.8 olan bir kare dalga verilmiştir. 100 kHz tekrarlanma frekansta 2 ns darbe genişliği olan darbeler elde edilmiştir. Gerçekleştirilen devrenin anten çıkışındaki darbe Şekil 8'de görüldüğü gibi sinüse benzer bir dalga şekline sahiptir.

Darbe genişliği 1 ns'nin altında olan darbeler elde etmek amacıyla artarda bağlanmış çığ tranzistörlerin »e'veya Step-Recovery Diode (SRD) kullanılabilirdiği Jevre tasarımı şakin gelecekteki planlarımız arasında yer almaktadır



Şekil 8. Gerçekleştirilen darbe üreticinin çıkışındaki dalga şekli (tepeden tepeye 8V, tekrarlanma frekansı 100 kHz ve darbe genişliği 2ns)

KAYNAKÇA

- [1] Herden. Werner B., "Application of Avalanche Transistors to Circuits with a Long Mean Time to Failure" , IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 25, No. 2, 152-160, 1976.
- [2] Millman, J. and Taub, H., 1985, Pulse, Digital and Switching Waveforms, McGraw-Hill Book Company, 508-510.
- [3] Daniels, D.J., Surface Penetrating Radar, IEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics Series 6, London, United Kingdom, 1996.
- [4] S.E. Hamran, D.T. Gjessing, "Ground Penetrating yntetic Pulse Radar; Dynamic Range and Modes of Operation", Journal Of Applied Geophysics, vol.33, pp. 7-15, 1995.
- [5] Generation of High-Power Broad-Band Microwave Pulses by Picosecond Optoelectronik Technique, IEEE Transactions On Microwave Theory And Tecniques, Vol.37, No,1 Jan 1989
- [6] Mark J.W. Rodwell, GaAs Nonlinear transmission Lines .for Picosecond Pulse Generation and Millimeter-Wave Sampling, IEEE Transactions On Microwave Theory And Tecniques, Vol.39, No,7 July 1991
- [7] Kilpelá, A., Kostamovaara, Juha, 1997, A Laser Pulser for a TOF Laser Radar, Review of Scientific
- [8] Fulkerson, S. and Booth, R., Design of Reliable High Voltage Avalanche Transistor Pulsers, International Power Modular Symposium, Costa Mesa, CAN ADA, 1994.
- [9] SOT23 NPN Silicon Planer Avalanche Transistor. <http://vwww.zetec.com.techinfo.htm>

METAL DEDEKTÖRÜ KOMPANZASYON SİSTEMİ

Ramiz MAMMADOV, Söhrap SAMEDOV, Sevgi AKGÜN, Gonca GENÇAY
TÜBİTAK-MAM

Bilişim Teknolojileri Enstitüsü
PK.21, 41470 Gebze, Kocaeli

E-mail: samedov@mam.gov.tr / sevgi@mam.gov.tr

ABSTRACT

This paper reports a new system concept including metal detector and ground penetrating radar (GPR). Specially, the search head of TV-PSS/12 metal detector was re-arranged and compensation circuit was designed. At the end of this study, although a big metal mass (GPR) is placed at centre of search head, new system can be operated as sensitive as TV-PSS/12 metal detector.

1. GİRİŞ

Metal dedektörleri, toprağa gömülü metal cisimleri tespit etmek için kullanılır. Bir metal algıladığında kullanıcıyı ve metal miktarına göre değişen ses ve LED diyotlar ile uyarır. Metal dedektörleri algıladıkları metal miktarına bağlı olarak çeşitli tip ve boyutlarda olabilirler, bunların çalışma frekansları da birbirine göre farklıdır. Bu çalışmada Schiebel patenti ile üretilmiş Transvaro firmasına ait TV-PSS/12 tipindeki metal dedektörü kullanılmıştır. Bu dedektör toprak altında gömülü en az 0,15 gr metal parçasını 5 cm derinlikten algılayabilmektedir. Bu kadar küçük boyutlardaki metal parçasını GPR yardımı ile görmek de mümkün değildir.

Yere Nüfuz Eden Radar (GPR), incelenen bir ortamdaki elektriksel özelliklerin değişimine bağlı olarak meydana gelen elektromanyetik yansımaları ölçen bir uzaktan algılama sistemidir. GPR sistemleri ile yeraltının karakteristiği çıkarılabilir, gömülü cisimler algılanabilir, cisimlerin koordinatları belirlenebilir ve cisim tanımı yapılabilir.

Bu iki sensör genellikle birbirinden bağımsız olarak kullanılmaktadır. Metal dedektörü metal içeren tüm gömülü cisimleri tespit etmekte büyük ölçüde başarılı olmasına karşın metal içermeyen cisimlere karşı duyarsızdır. GPR ise gömülü cisimleri algılama ve konumlarını belirleme yeteneğine sahiptir. Her iki dedektörün birlikte çalıştırılıp çıktılarının birleştirilmesi gömülü cisimlerin konumlarının ve özelliklerinin belirlenmesinde etkili ve güvenilir bir sistem oluşturacaktır.

2. METAL DEDEKTÖRÜNÜN ÇALIŞMA PRENSİBİ

Metal dedektörleri: arama başlığı, elektronik birim ve kulaklıktan oluşmaktadır. Arama başlığı, zamana göre değişen elektrik akımı taşıyan verici ve alıcı bobinlerden oluşur. Bu

akım hedef cisim metal ise bu cisme doğru yayılan ve zamana göre değişen manyetik alan yaratır. Manyetik alan, metalin manyetik veya elektriksel özelliklerine göre değişir. Dedektör başlığında metal parçası ikinci bir manyetik alan oluştururken alıcı bobinde bir gerilim endükler.

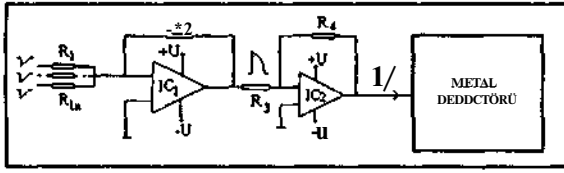
Arama başlığının verici bobinine, elektronik devre yardımıyla akım darbe dizisi gönderilir. Darbenin sonunda akım çok hızlı kesilir ve bu bobinde çok büyük ve ani bir gerilim artışı oluşturur. Bu geçici durum tamamlandıktan sonra bobinden akım akmaz ve üzerinde gerilim bulunmaz Darbe kesildiği zaman, metal cisim iletken olduğundan, üzerinde eddy akımları endüklenir. Bu eddy akımları, her zaman yeniden darbe periyoduna uygun manyetik alan yaratır. Yaratılan bu manyetik alan, arama başlığındaki bobin üzerinde küçük bir gerilim endükler. Metal parçası büyük ise endüklenen gerilim de büyük olur. Dedeksiyon menzili içindeki metal cisimden alınan gerilim, sadece birkaç mikrovolt mertebesinde olacaktır. Kullanılan metal dedektörü 60 cm yakınında bulunan tüm metal cisimlere karşı duyarlıdır.

GPR ve metal dedektörü verilerinin birleştirilmesi için her ikisinin alıcı ve vericilerinin aynı alanı taraması gerekmektedir. 0,15 gr metale duyarlı bir metal dedektörünü, büyük bir metal kütleyle sahip olan GPR ile birlikte çalıştırmak mümkün değildir. GPR, metal dedektörüne 60 cm'den daha yakın olduğunda metal dedektörü sinyal vermeye başlar. Metal dedektörünün GPR ile birlikte çalışabilmesi için hem onun metal kütlesinden etkilenmemesi hem de tek başına çalıştığı durumdaki hassasiyetini koruması gerekmektedir. Bunu sağlamak için bir kompanzasyon devresi tasarlanmıştır.

3. KOMPANZASYON TEORİSİ

GPR'ın alıcı-verici antenleri ve TV-PSS/12 tipli metal dedektörünün alıcı-verici başlıkla birlikte çalıştırmak için, metal dedektörünün başlığı C:Pk başlığının ölçüsüne uygun olarak yeniden hesaplanmıştır ve \.ı İm ıştır. Tasarlanan bu arama başlığının ortasına C:R siteminin alıcı-verici antenleri, antenleri .msın-lakı knpla;ı .•nv.leyici tabaka ve anten birimini;! toprağa bakan şüzeyinin dışındaki yüzeylerden gelen etkileri e.-uellemek için kullanılan ekranlania gioi çok mik:arv'ı metal içeren parçalar

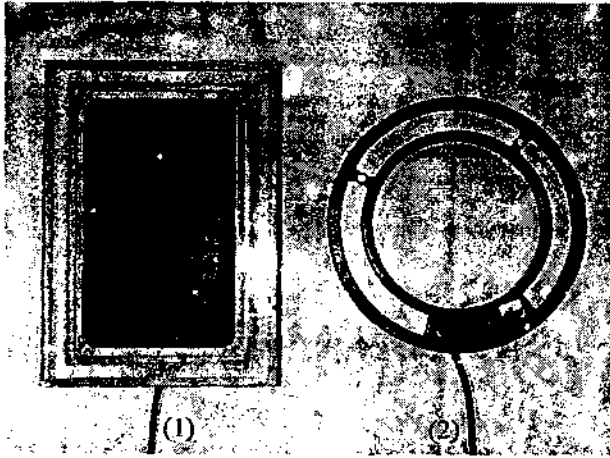
Şekilde gösterilen devreler birbirinin aynısı olup sadece devrede kullanılan elemanların değerleri farklıdır. Devrenin girişine, genliği ve süresi sabit olan negatif darbe verilir. R_1 potansiyometresi yardımıyla IC₁'den oluşan sınırlayıcı devreyi tetikleyecek kadar sinyal verilir. IC₁, sınırlayıcı devrenin çıkışından sınırlanmış darbe sinyali, C kondansatörünü doldurur. Darbe sinyalinin sonunda C kondansatörü R_3 direnci ile eksponansiyal olarak boşalır. Eksponansiyal boşalma zamanı $T = R_3 C$ zamanına eşit olacaktır. Tüm kaynaklardan gelen T_n sayıda sinyal R_3 potansiyometresi yardımıyla ayarlanır. C kondansatörünün R_3 direncinden başkasına boşalma olmaması için çok yüksek giriş direnci olan IC₂ entegresi kullanılmıştır. Devrenin tüm çıkışlarından alınan n sayıda eksponansiyel sinyal, Şekil 1'de 5 ile gösterilen toplayıcı devre bloğuna verilir. Bu toplayıcı devre bloğunun devre şeması Şekil 4'te verilmiştir. IC₁, toplayıcı devrenin girişine verilen negatif darbe sinyalleri pozitif hale getirilir.



Şekil 4. Darbe toplayıcı devre şeması.

Alınan pozitif toplam sinyal, IC₂ evirici yardımıyla yeniden negatif hale getirilir. Bu sinyal metal dedektörüne eklenerek GPR başlığının yarattığı tüm sinyalleri tam olarak kompanse etmesi sağlanmıştır.

Tasarlanan sistem ve Transvaro'ya ait TV-PSS/12 metal dedektörünün başlıkları Şekil 5'te gösterilmiştir.



Şekil 5. Tasarlanan başlık (1), Schiebel patentli Transvaro TV-PSS/12 metal dedektörünün arama başlığı (2)

5. SONUÇ

Yapılan kompanzasyon devresi sayesinde metal dedektörünün arama başlığının ortasına GPR başlığı yerleştirilerek her iki sistemin üstünlüklerini birleştiren yeni bir arama sistemi gerçekleştirilmiştir. Bu sistem TV-PSS/12 tipindeki metal

dedektörü ile aynı hassaslığa sahiptir. Metal dedektörünün arama başlığının ortasına yerleştirilen metal miktarının değiştirilmesi durumunda devre üzerindeki ayarlamalar ile kompanzasyon işlemi yeniden gerçekleştirilebilecektir.

6. KAYNAKÇA

- [1] Eimbinder I.,ed, "Designing with Linear Integrated Circuits", New York, Wiley, 1989.
- [2] Graeme I.G., "Designing with Operational Amplifiers", New York, McGraw-Hill, 1987.
- [3] Motchenbacher C.D., Fitchen L.C., "Low Noise Electronic Design", New York, Wiley, 1983.
- [4] Ott H.W., "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems", New York, Wiley, 1986.
- [5] Welsby V.G. "The Theory and Design of Inductance Coils", London, Mcdonald, 1950.

YEREL ELEKTRİK SANTRALLERİNDEKİ GENERATÖRLERİN SENKRONALTI SALINIMLARA KARŞI KORUNMASI

Mehmet BAYRAK

Sakarya Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
E-mail: bayrak@esentepe.sau.edu.tr

Ömer USTA

I.T.Ü Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü
E-mail: usta@elk.itu.edu.tr

ABSTRACT

This paper analyzes the effect of utility three-phase switching operations on a Non-Utility Generation (NUG) Unit operating in parallel with the utility power network, and outlines the principal methods which can be utilized to provide protection for NUG units against harmful effect of the switching phenomena such as fault clearing, out of phase reclosing and subsynchronous resonance. A power based digital protection algorithm, initially introduced for islanding protection, can also provide a reliable protection against these abnormal and fault conditions.

1. GİRİŞ

Elektrik güç üretimi alanında belirli düzenlemelerin getirilmesinin ardından bütün dünyada yerel elektrik santrallerine olan ilgi artmıştır. Ülkemizde de gerek enerji yetersizliğinden gerekse elektrik kesintisinin sanayi tesislerinde oluşturduğu büyük maddi zararlardan dolayı yerel elektrik santralleri hızla yaygınlaşmaktadır. Elektrik güç sistemiyle paralel çalışmaları sırasında şebekede oluşan bazı olaylar yerel elektrik santrallerinin güvenilir ve emniyetli çalışmalarını etkilemektedir. Bu nedenle elektrik güç sistemi sorumluları bu santrallerin şebekeye paralel bağlanmadan önce bazı teknik gereksinimleri yerine getirmelerini istemektedir [1,2]. Bu gereksinimler yerel elektrik santralının şebekedeki diğer müşterilere sağlanan enerjinin kalitesini etkilememesi amacıyla. Ayrıca yerel santralin şebekeye bağlantı noktasında gerekli ölçme ve koruma sistemlerini bulundurması zorunluluğu vardır [3].

Şebekede veya santral içinde oluşabilecek arızalarda veya anormal çalışma durumunda yerel santralin şebekeden ayrılıp, arıza giderildikten sonra gerekli senkronizasyon işlemlerinin yapılmasının ardından tekrar şebekeye bağlanması istenir. Şebekedeki kesiciler yerel santralin kontrolünde olmayıp şebeke kontrolünde veya bağımsız çalışmaktadır. Elektrik güç sisteminde oluşan kısa devre arızalarının temizlenmesi, tekrar kapama işlemleri, güç adası oluşması ve faz farkı ile tekrar kapama gibi

anahtarlama olayları ile seri kompanzasyonlu güç iletim hatlarından dolayı oluşan senkronaltı (subsynchronous) rezonans olayları gibi elektriksel bozucu etkiler yerel elektrik santrallerindeki generatörlere hasar verecek kadar zararlı olabilmektedir. Bu nedenle yerel elektrik santrallerindeki generatörleri belirtilen bu bozucu etkilere karşı korumak için bazı önlemlerin alınması gerekir.

2. SENKRONALTI SALINIMLARIN NEDENLERİ

2.1. Anahtarlama Olayları

Şebekede oluşan bozucu etkilerin generatör hava aralığında meydana getirdiği ani moment değişimleri generatör milinde geçici salınımlara neden olmaktadır. Generatör mili ve buna bağlı olan türbinin mekanik yapılarının sönüm katsayılarının küçük olmasından dolayı rotordaki salınımlar elektriksel geçici olaylara göre yavaş olmaktadır. Rotordaki salınımların büyüklüğü şebekedeki bozucu etkinin türü ve şiddeti ile arıza süresine bağlıdır. Türbin ve generatör milinin hasar görme olasılığı milin malzeme yapısına, şebekenin elektriksel özelliklerine ve milin daha önceden maruz kaldığı elektromekanik zorlanmalara bağlıdır. Kısa devre arızaları, arızaların ortadan kaldırılması, arıza devam ederken tekrar kapamanın yapılması ve faz farkı ile kapama sonucu oluşan elektromekanik kuvvetler rotor milinin ömrünü büyük ölçüde azaltmaktadır.

Son yıllarda generatör rotor milleri, türbin milleri ve bunların arasındaki bağlama sistemleri uç kısa devresi sırasında oluşan elektromekanik kuvvetlere dayanabilecek biçimde tasarlanmaktadır [4]. 1970'lerin başlarında, büyük güçlü generatörler içeren şebelere bağlanan küçük güçlü generatörlerin uğradığı elektriksel bozucu etkilerin generatör uç kısa devresinden daha büyük olduğunun farkına varılmıştır.

Elektrik güç sisteminde anahtarlama olayları birçok nedenlerden olabilir. Herhangi bir anahtarlama olayından dolayı oluşan güç darbeleri generatörleri bu noktaya olan elektriksel uzaklığı oranında etkiler. Bu bozucu etkiler generatörün elektriksel gücünde 0.5 pu değerinden daha az

etki oluşturduğu sürece mil ömründeki azalma ihmal edilebilir. Ayrıca gerek kısa devre arızaları ve gerekse anormal çalışma durumlarında oluşan akım generatörün yüksüz durumdaki üç fazlı kısa devre akımının % 85'inden daha küçükse yine bir tehlike oluşturmaz [5]. Bunların dışında şebekede oluşan anahtarlama olaylarının generatörlere olan etkilerinin azaltılabilmesi için araştırmacılar aşağıda belirtilen bazı önerileri tavsiye etmektedirler.

- Gecikmeli tekrar kapamanın yapılması (10 s ve daha uzun süreli),
- Generatörlere yakın bölgelerde senkronlama işlemi yapıldıktan sonra tekrar kapamanın yapılması,
- Seçici tekrar kapamanın yapılması,
- Generatör uç bağlantı noktası ile tekrar kapamanın yapıldığı hat arasındaki seri empedansın artırılması.

Yanlış senkronlama senkron generatörler ile şebekenin gerilimlerinin etkin değerinde, frekanslarında ve faz açılarındaki eşitlik koşulları sağlanmadan birbirine bağlanması olarak bilinmesine rağmen, eşitlik koşullarındaki büyüklüklerin en hızlı değişimi faz açısıdır. Bu nedenle yanlış senkronlamanın genellikle faz farkından dolayı oluştuğu söylenebilir. Yanlış senkronlama durumunda generatör akım ve momentini büyük ölçüde generatörün bağlı olduğu transformatör ve şebeke empedansının toplamına ($x_k + x_s$) bağlıdır. Faz farkı ile kapama sonucu gerilim değişimi generatörlerde uç kısa devresi olduğu durumdaki gerilim değişiminden çok daha büyük olabilir. $X_k + x_s > x_j$ olması durumunda 180° faz farkı ile kapama sonucunda oluşan aşırı akım generatör uç kısa devresi akımından daha küçüktür. $X_k + x_s < x_j$ için bu akım kısa devre akımından daha büyük olur. Generatör elektriksel gücündeki değişime ise 120° faz farkı ile kapamada en büyük değerine ulaşmaktadır.

2.2. Senkronaltı Rezonans Olayları

Uzak mesafelere güç iletimi ancak seri kompanzasyonlu hatlarla yapılabilmektedir. Seri kompanzasyonlu güç iletim hatlarının bulunduğu şebekelerde senkron generatörler için senkronaltı rezonans tehlikesi sözkonusudur [6]. Senkronaltı rezonans sonucunda generatör mili ile buna bağlı diğer mekanik elemanların ömründe büyük oranda azalma meydana gelmektedir. Mekanik donanımların ömründeki bu azalma senkronaltı rezonansın frekansına, süresine ve milde oluşturduğu momentin genliğine bağlıdır.

Senkronaltı rezonans, elektrik sisteminin salınım frekansının mekanik sistemin salınım frekansına eşit olduğu durumda oluşur. Gerekli önlemler alınmazsa rezonans durumu şiddeti artarak devam eder. Senkronaltı rezonansın generatör üzerindeki etkilerini azaltmak amacıyla generatörler için özel filtreler tasarlanır veya özel anahtarlama devreleri ile seri kompanzasyon sistemi kontrol edilir.

Seri kompanzasyonun kontrol edilmesi ile senkronaltı rezonansın önlenmesi ancak sonsuz güçlü şebekeye enerji ilevimi hattı $i > 7$ cennin bağk generatörler (iki makinalı

sistem) için geçerlidir. Gerçekte seri kompanzasyonlu hatların sayısının fazla olması ve enterkonnekte şebekeyle paralel çalışan generatörlerin yüzlerce olmasından dolayı seri kompanzasyonu kontrol ederek rezonansın önlenmesi çok zordur. Elektriksel salınım frekansının değiştirilmesi ile şebekedeki bir generatörün rezonans tehlikesi önlenirken diğer generatörler için rezonans tehlikesi sözkonusu olabilir. Bu nedenle seri kompanzasyonlu herbir hattaki farklı kompanzasyon durumlarının şebekedeki bütün generatörlerin rezonans durumuna etkisinin incelenmesi gerekir. Bu analizlerin yapılması çok zordur ve gerçeğe uygun modeller kullanılarak hazırlanmış özel bilgisayar programlarına gereksinim vardır. Bunun yanında seri kompanzasyonun kontrolünün bir merkezden yapılması gerektiği de düşünülürse, rezonansı önlemek amacıyla bu işlemlerin yapılmasının ne kadar zor olduğu açıkça görülmektedir.

Yukarıda belirtilen bu güçlüklerden dolayı senkronaltı rezonans olaylarının etkisini engellemede en etkin çözüm özel koruma sistemlerinin kullanılmasıdır. Bu amaçla iki farklı koruma rölesi tasarlanmıştır [7]. Bunlardan birincisi özel akım transformatörleri yardımı ile generatörün stator akımının gözlenmesidir. Bu yöntemde stator akımları 15-45 Hz arasında band geçiren süzgeç ile süzülükten sonra genlikleri karşılaştırılır. Eğer genliği belirtilen değerden büyük ise generatör kısa süre içerisinde devre dışı bırakılır. Rezonans olayının birden fazla frekansta oluşması durumunda farklı süzgeçler gerekebilir.

Senkronaltı rezonansa karşı geliştirilen diğer bir koruma rölesi, hız algılayıcıları kullanarak generatörün rotor hızının gözlenmesi ilkesine dayanmaktadır. Hız algılayıcıları yardımıyla senkron hızın altındaki salınımlar algılanıp özel süzgeçlerden geçirildikten sonra genliklerinin kontrol edilmesiyle açma kararı verilir. Önceki koruma sistemine benzer biçimde hız salınımlarının genliği belirli değeri aştığında generatör kısa sürede devre dışı bırakılır. Bu yöntemin diğerinden farkı akım yerine hız değişiminin gözlenmesi ve hız algılayıcılarına gereksinim duymasındır.

3. KORUMA ALGORİTMASI TASARIMI

Generatör elektriksel gücündeki değişimleri gözleme temeline dayanan güç tabanlı sayısal koruma algoritması ilk olarak güç adası olayının algılanması amacıyla geliştirilmiştir. [8,9,10]. Geliştirilen bu koruma algoritmasının şebekedeki anahtarlama olayları sonucu oluşan faz farkı ile kapama olayları ile senkronaltı rezonans gibi büyük bozucu etkilere karşı etkin koruma sağladığı görülmüştür. Bu koruma yönteminde

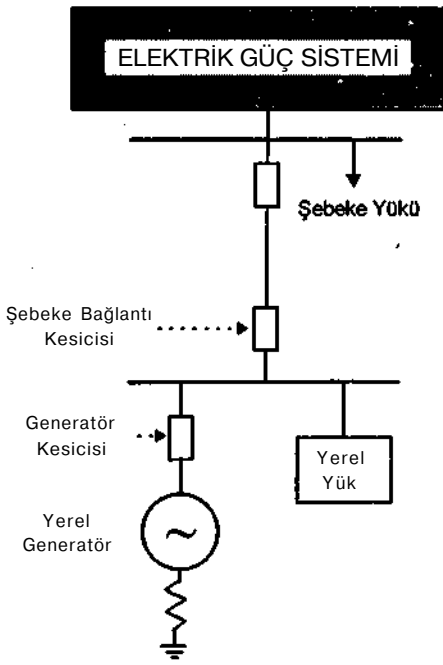
$$\left| \sum_{n=0}^{1n} f_n (\Delta P_g)_n \right| \geq T_s \quad (D)$$

şartı sağlandığında açma komutu verilir. Bu bağıntıdan da görüldüğü gibi generatörün aktif gücündeki değişimler gözlenmektedir. Böylece, özellikle faz farkı ile kapama

olaylarının ani güçte oluşturduğu şebeke frekansına yakın salınımların açma işleminde geciktirme yapması önlenmiş olur.

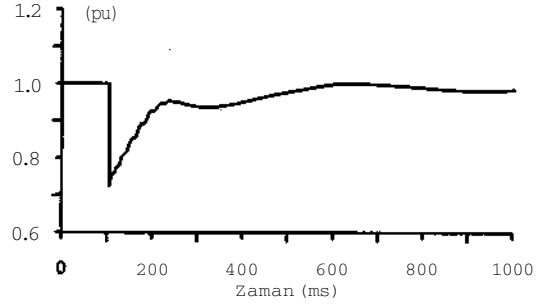
4. BİLGİSAYAR SİMÜLASYONLARI

Geliştirilen koruma algoritmasının performansını incelemek amacı ile Şekil 1'de gösterilen örnek sistem ele alınmıştır. İncelenen sistemdeki yerel generatör 11 kV, 12.5 MVA gücünde, güç faktörü 0.8 ve atalet sabiti 2MWs/MVA dır. Koruma sistemi açısından ilgilenilen süre içerisinde generatörün uyarma ve hız kontrol sistemlerinin devreye girmediği kabul edilmektedir. Bilgisayar simülasyonları BMTP (Electromagnetic Transient Program) yardımıyla yapılmıştır.

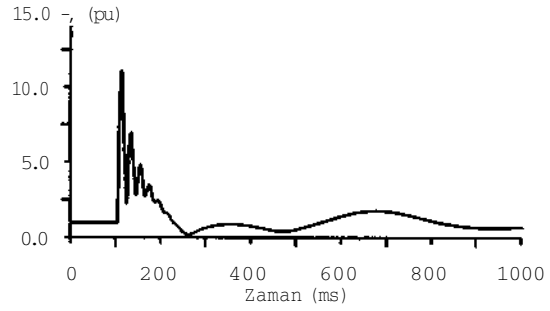


Şekil 1. İncelenen sistem.

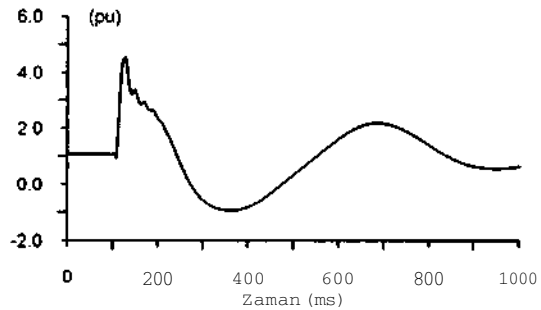
120° ile faz farkı ile kapama sonucunda generatörün davranışı ve algoritma yanıtı Şekil 2'de görülmektedir. Kapama olayının hemen ardından generatör aktif gücü nominal değerinin 4 katından daha büyük olmakta ve nominal değerinin etrafında salınım yapmaktadır. Generatör uç gerilimi ise ani düşüşün ardından tekrar eski değerine gelmektedir. Arıza oluştuğundan 107 ms sonra algoritma açma komutu vermektedir.



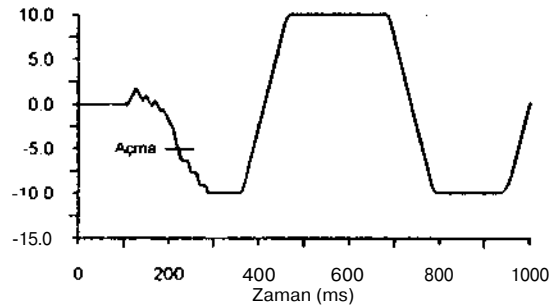
a) Generatör uç gerilimi



b) Generatör akımı



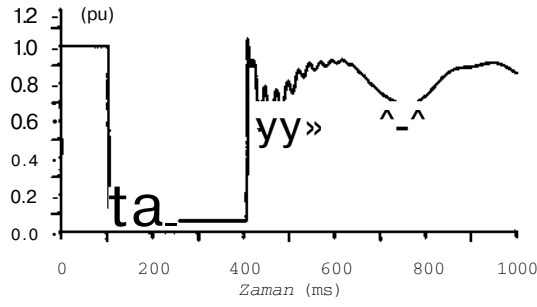
c) Generatör aktif gücü



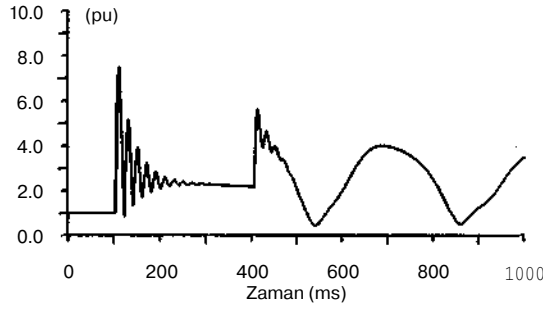
d) Algoritma çıkışı

Şekil 2. 120° Faz farkı ile kapama.

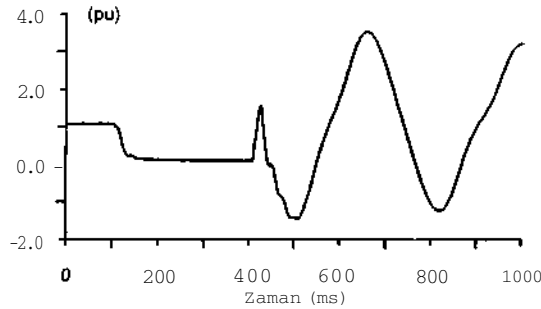
Kısa devre arızasının temizlenmesi sonucunda yerel generatörün davranışı Şekil 3'de görülmektedir. Anza-temizlendikten sonra generatörün aktif gücünde 120° faz farkı ile kapamadan daha fazla salınım olmaktadır. Bu durumda koruma algoritması arıza t;-nizlendikten 112 ms sonra açma komutu vermektedir.



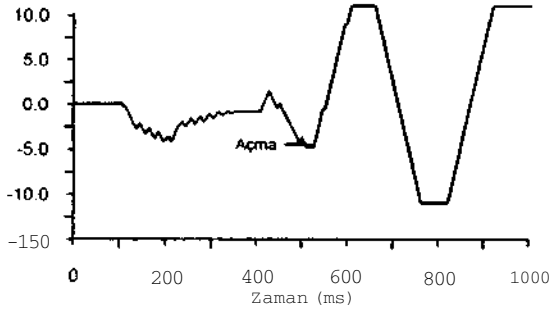
a) Generatör uç gerilimi



b) Generatör akımı



c) Generatör aktif gücü



d) Algoritma çıkışı

Şekil 3. Kısa devre arızasının temizlenmesi.

5. SONUÇ

Anahtarlama olayları ile senkronaltı rezonans olaylarının yerel elektrik santral lerdeki generatörlerin millerinde büyük mekanik darbelerle neden olmaktadır. Bu nedenle generatörlerin bu bozucu etkilere karşı korunması gerekir. Simülasyon sonuçlarından da görüldüğü gibi, şebeke ile

paralel çalışma sırasında üç fazlı arızaların temizlenmesi ile faz farkıyla kapama sonucunda generatör akımı nominal değerinin birkaç katına çıkmakta ve tekrar azalmaktadır. Aşırı akım röleleri yedek koruma yaptığı, dolayısıyla gecikmeli çalıştığı, için belirtilen arızalan her zaman algılayamayabilir. Geliştirilen sayısal koruma algoritması bu arızaları en kısa sürede ve en güvenilir biçimde algıladığı ve normal çalışma sırasındaki yük değişimlerinde yanıt vermediği görülmüştür.

KAYNAKÇA

- [1] ANSI/IEEE Standard 1001-1988 " IEEE Guide for Interfacing Dispersed Storage and Generation Facilities with Electric Utility Systems", IEEE, New York, 1989.
- [2] " Enterkonnekte Sisteme Bağlı Çalışacak Santraller İçin Belirlenen Teknik Kriterler" TEAŞ APK-359, Ankara, 1996.
- [3] Usta, Ö., Erdoğan, Z., Bayrak, M., "Yerel Elektrik Santrallerinde Koruma ve Kontrol Problemleri", Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, Bursa, 1995.
- [4] IEEE Working Group, "Effects on Switching Network Disturbances on Turbine-Generator Shaft Systems" IEEE Trans. on PAS-101, no. 9, pp. 3151-3159, 1982.
- [5] Canay, M., et al. "Effect of Electrical Disturbances Grid Recovery Voltage and Generatör Inertia on Maximization of Mechanical Torques in Large Turbogenerator Sets", IEEE Trans. on PAS-99, no. 4, pp. 1357-1370, 1980.
- [6] KUNDUR, P., "Power System Stability and Control", McGraw Hill Inc., 1994.
- [7] An IEEE Comitee Report "Survey of Experience with Generatör Protection and Prospects for Improvements Using Digital Computers", IEEE Trans. on PWRD, vol. 3, no. 4, pp. 1511-1522, 1988.
- [8] Redfern, M.A., Usta, Ö., Fielding, G., "Protection Against Loss of Utility Grid Supply for a Dispersed Storage and Generation Unit" IEEE Trans. on PV/RD vol. 8, no. 3, pp.948-954, 1993.
- [9] Redfern, M.A., Usta, Ö., Fielding, G., Walker, E.P., "Pover Based Algorithm to Provide Loss of Grid Protection for Embedded Generation" IEE Proc. Gen. Transm. Distrib. vol. 141, no. 6, pp. 640-646, 1994.
- [10] Redfern, M.A., Barrett, J.I., Usta, Ö., " A new Microprocessor Based Islanding Protection Algorithm for Dispersed Storage and Generation Units", IEEE Trans. on PWRD vol. 10, no. 3, pp. 1249-1254, 1995.

ENERJİ İLETİM SİSTEMİ YATIRIM PLANLAMASINDA EKONOMİK VE FİNANSAL PARAMETRELERİN ETKİLERİ

Nazif Hülâgü SOHTAOĞLU

Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi
Maslak, 80626 İstanbul
E-mail: nazif@elk.itu.edu.tr

ABSTRACT

The effects of economic and financial parameters on power transmission system investment planning have been investigated in this paper. The uncertainties associated with capital costs is also discussed. For this purpose, the inflation adjusted discount rates based on various development models were used for comparing alternative expansion plans. The obtained results provide quantitative evaluation and comparison of different economic and financial models. Case studies with a reduced Turkish Western Anatolian Interconnected System are presented.

1. GİRİŞ

Toplumsal ve ekonomik yaşamın tüm alanlarında elektrik enerjisine olan bağımlılık giderek arttığından, elektrik enerji sistemi planlamasının önemi eskisine oranla daha da büyümektedir. Elektrik enerjisinin yeterli, sürekli, kaliteli ve güvenilir sunumunun sosyal ve ekonomik açılarından büyük önemi, oldukça ağır finansal gereksinimleri de beraberinde getirmektedir. Elektrik enerjisi sektörü ulusal ekonomik yapı ve enerji sektörü içinde çok önemli bir alt sektör niteliğindedir. Bu nedenlerle elektrik enerji sistemi planlaması ulusal kalkınma planları ile enerji hammaddelelerinin sağlanmasına yönelik politika ve stratejilerin öngördüğü amaçlar kapsamında, alternatif işletme koşullarına uyum sağlayabilecek yeterlilikte ve esneklikte hazırlanmak durumundadır.

Elektrik enerji sistemlerinde bulunan çeşitli niteliklerdeki tüketicilerin gereksinim duyacakları elektrik enerjisinin, yeterli, sürekli, kaliteli, güvenilir ve düşük maliyetli bir şekilde sağlanmasının sosyal ve ekonomik yaşam üzerindeki dolaysız ve dolaylı etkileri, tüm ülkelerde ulusal yatırımların önemli bir bölümünün elektrik enerjisi sektörüne ayrılmasını zorunlu kılmaktadır. Çok büyük boyutlara ulaşan yatırım ve işletme finansmanı gereksinimlerinin karşılanmasında genellikle, sektörün kendi özkaynakları ile finansman mümkün olamamakta, gittikçe artan oranlarda borçlardan yararlanılmaktadır. Dolayısıyla elektrik enerjisi sektörünün temel sorunlarının başında, sektörün kendi öz kaynakları ile finanse edilmesi

mümkün olmayan yatırım programlarını, ulusal ve/veya özellikle uluslararası borçlanma yoluyla karşılanması zorunluluğu gelmektedir. Bu süreçte karşılaşılan bir diğer önemli sorun ise, zaman içerisinde, ulusal ekonominin ve yapısal sorunların da katkılarıyla borçlanma gereksiniminin kronik hale gelmesidir. Enflasyonist ortamlar, finansal gereksinimlerin boyutlarını daha da ağırlaştırabilmektedir.

Enflasyonist politikaların hakim olduğu ekonomilerde, kuruluşların toplam aktiflerinin değerlerini en azından fiyatlar genel seviyesindeki artışlara paralel olarak yükseltmeleri ve özkaynak yaratma olanaklarını finansman maliyetlerinin yükünü karşılayabilecek boyutlarda artırmaları gerekmektedir. Kuruluş varlıklarını enflasyonun etkilerini ortadan kaldırabilecek düzeylere çıkaracak fonların sağlanamaması durumunda, belirli bir süre sonra finansal dengeler yitirilebilmektedir. Özellikle, elektrik enerjisi sektörünün gerektirdiği yüksek boyutlardaki finansman gereksinimlerinin sonucunda, zaman içerisinde finansal göstergeler bozulabilmekte ve bu bozulmayı giderebilecek ölçekteki bir üretim ve/veya verim artışı gerçekleştirilmek de her zaman mümkün olamamaktadır.

2. ENERJİ İLETİM SİSTEMİ PLANLAMASI

Enerji iletim sistemi planlaması, elektrik enerji sistemlerine yönelik olarak gerçekleştirilen planlama çalışmalarının önemli bir bölümünü oluşturmaktadır. İletim sistemi planlamasının amacı, öngörülen planlama dönemine ilişkin olarak belirlenen yük artışına ve üretim sistemi planlaması verilerine göre, gelecekte talep edilecek elektrik enerjisinin güvenilir, kaliteli ve ekonomik bir şekilde dağıtımını gerçekleştirecek, teknik ve ekonomik anlamlarda en uygun şebeke yapısını belirlemektir. Enerji iletim sistemi planlaması, üretim sistemi planlaması ile çok yakından ilgilidir. İletim sistemi planlamasının üretim planlaması verilerinin üzerine dayandırılmasına karşın, ortaya konulan şebeke yapısı gelecekteki üretim sistemi planlamalarını dolaylı ve dolaysız yollardan etkilemektedir. İletim sistemi planlaması, yalnızca mevcut servis alanlarını değil, aynı zamanda yeni servis bölgelerini de kapsamak zorundadır ve özgün üretim planlaması -onuçları'nın iletim şebeke yapısı

içindeki davranışlarının belirlenmesinde, kontrolünde, düzeltilmesinde kullanılabilir. Dolayısıyla enerji üretim planlaması ile karşılaştırıldığında, iletim sistemi planlaması çok daha karmaşık olduğundan, değişik işlemleri ve süreçleri gerektirmektedir.

Elektrik enerji sistemlerinin, teknik ve ekonomik olarak optimal genişletme planlarının belirlenmesi aşamalarında büyük güçlüklerle karşılaşmakta ve enerji iletim sistemi genişletme planlaması problemi, oldukça karmaşık matematik optimizasyon problemleri şeklinde ifade edilebilmektedir. Problemin güçlükleri temelde, iletim sistemi genişletme planlamasının değişik evrelerinde göz önüne alınması gereken teknik ve ekonomik niteliklerdeki değişkenler ile kısıtlamaların büyük sayılara ulaşmasından, bunların matematiksel olarak ifade ve analiz edilmesinde karşılaşılan zorluklardan, olanaksızlıklardan kaynaklanmaktadır. İletim sistemi genişletme planlaması sürecinde, sistemde mevcut yüklerin planlama dönemindeki öngörülen artışları göz önüne alınarak, gelecekte enerji sistemine girmesi öngörülen üretim birimleri ve/veya merkezleri ile tüketim merkezlerinin mevcut sisteme ekonomik ve güvenilir olarak ne şekilde bağlanacağı, gerekli donanımların nereye, ne zaman ve ne kapasitede tesis edilmesi gerektiği sorularına yanıt aranmaktadır [1,2].

3. FİNANSAL PARAMETRELERİN ETKİLERİ

Planlama sonuçlarına bağlı olarak alınan yatırım kararlarına ilişkin ekonomik değerlemelerinin yapılması sürecinde, karşılaşılan herhangi bir yatırım problemine yönelik olarak geliştirilen alternatif yatırım seçeneklerinin veya yalnızca belirli bir seçeneğin ekonomik sonuçlarının değerlendirilmesi söz konusudur. Buna karşın enerji sistemi planlamasında, yüzeysel ekonomik değerlendirmeler yeterli olamamakta, alternatif yatırım seçeneklerinin etkilerinin de irdelenmesi gerekmektedir. Ekonomik değerlendirme çalışmalarının öncelikli amaçları, alternatif yatırım planlarının her birinden sağlanabilecek optimum faydaları keskinleştirmek ve karşılaşılabilecek finansal riskleri en düşük düzeye indirmektir. Ekonomik değerlendirme ve karşılaştırma süreçlerinde, her bir alternatif genişletme seçeneğindeki belirsizlikler ve riskler saptanabilmekte ve önlemler alınabilmektedir [3-7].

4. MATEMATİK MODEL

Amaç fonksiyonu CT_a , enerji iletim sistemi genişletme planlamasına bağlı olarak belirlenen herhangi bir genişletme seçeneğinin, göz önüne alınan her bir planlama dönemindeki toplam maliyetini göstermek üzere,

$$CT_a = \sum_{t=0}^N \sum_{i=1}^m (CF_{t,i} + CV_{t,i} + CL_{t,i}) \quad (D)$$

olarak ifade edilebilir,

($F_{t,i}$, $O_{t,i}$, $V_{t,i}$ ve $CL_{t,i}$ sembolleri, incelemeye alınan planlama döneminde t iletim hattının sırasıyla, sabit

yatırım maliyetini, işletme ile bakımı kapsayan değişken maliyetini ve kayıp maliyetini göstermektedir. N , incelemeye alınan planlama dönemlerinin toplam süresini yıl olarak göstermektedir. Denklem (1) ile verilen maliyet fonksiyonu, enflasyon ve faiz oranlarını içeren temel ekonomik ve finansal parametrelere bağlı olarak,

$$CT_a = \sum_{t=0}^N \left[(1+k)^{-t} \sum_{i=1}^m (CF_{t,i} + CV_{t,i} + CL_{t,i}) \right] \quad (2)$$

şeklinde verilebilir. Burada k , enflasyon uyarlamalı faiz oranını göstermektedir. Enflasyon uyarlamalı faiz oranı, genel fiyat artışlarına bağlı olarak hesaplanan enflasyon oranı ile nominal faiz oranı arasındaki ilişkilere bağlı olarak saptanabilmektedir [8-12]. Yıllık sermaye maliyeti yani, nominal faiz oranı, d ile nominal enflasyon oranı, r arasındaki ilişki,

$$1+k = \frac{1+d}{1+r} \quad (3)$$

olarak tanımlanabilir. Dolayısıyla k , faiz ve enflasyon oranlarını kapsayan bir büyüklüktür. Denklem (3)'de gerekli düzenlemeler yapıp, enflasyon uyarlamalı faiz oranı k çekildiğinde, Denklem (4) elde edilir.)

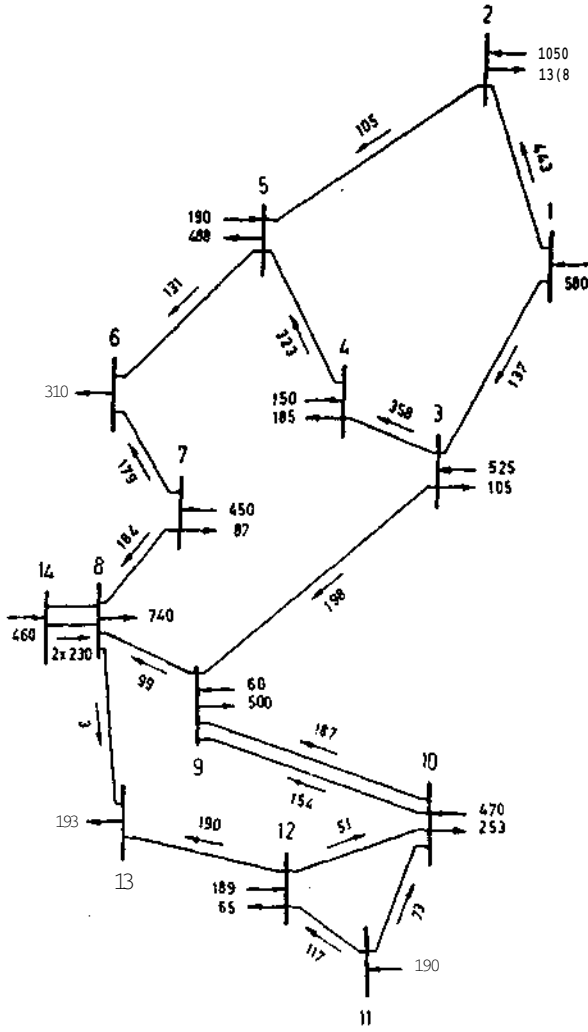
$$k = \frac{1+d}{1+r} - 1 = \frac{d-r}{1+r} \quad (4)$$

Yabancı kaynak kullanmanın tek maliyeti, ödenen faizler değildir. Kuruluş dışından sağlanan fonlara ilişkin toplam finansman maliyetleri hesaplanırken, ödenen kur farklarının, ödenen vade farklarının ve benzeri unsurların da, bu maliyete eklenmesi gerekmektedir. Buna karşın özellikle gelişmekte olan ülkelerde, ödenen kur ve vade farkları ile ilgili sağlıklı bilgiler bulunamamaktadır. Dolayısıyla finansman giderlerinin, yatırım planlamaları üzerindeki gerçek yükleri tam olarak belirlenmemektedir.

5. UYGULAMALAR

Çalışma kapsamında, değişik ekonomik ve finansal parametrelere bağlı olarak oluşturulan farklı finansman modelleri kullanılarak, anılan parametrelerin elektrik enerji iletim sistemi planlaması üzerindeki etkileri irdelenmiştir. Bu amaçla, 1995 yılındaki şebeke yapısı Şekil 1 'de verilen, Türkiye Batı Anadolu Enterkonekte Sistemi incelemeye alınmıştır [13].

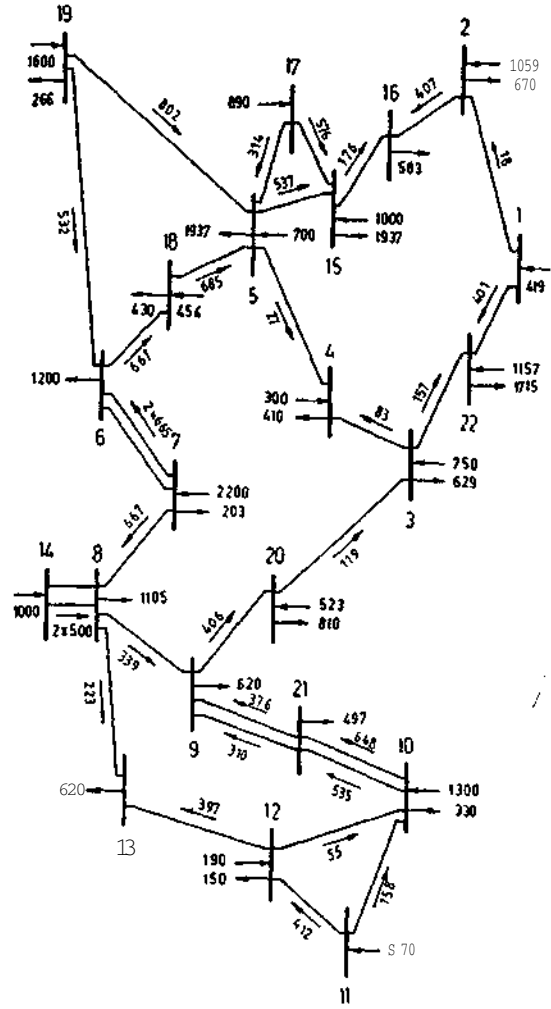
Planlama periyodunun başlangıcındaki şebeke yapısı, 14 adet üretim/yük barası ve 19 adet enerji iletim hattından meydana gelmektedir. Türkiye Batı Anadolu Enterkonekte Sisteminin, öngörülen puant yük ve üretim planlaması sonuçlarına bağlı olarak belirlenen. 2010 yılındaki şebeke yapısı Şekil 2'de verilmiştir [14]. 2010 yılı için planlanan şebeke yapısı, 19 adet üretim/yük barası ile 31 adet iletim hattından oluşmaktadır.



Şekil 1. 1995 yılında Türkiye Batı Anadolu enterkonekte sisteminin yapısı

İncelemelerde, üretim/yük düzeylerinin nominal değerleri civarında sabit tutulacağı, üretim birimlerinin yeniden yüklenmesine ve/veya yük atmaya izin verilmeyeceği varsayılmıştır. 1995 yılından 2010 yılına kadar sisteme eklenmesi gereken enerji üretim hatlarının bağlanacakları baralar ile bunlar arasındaki uzaklıklar; 5-17 iletim koridoru (25 km), 5-19 iletim koridoru (175 km), 6-7 iletim koridoru (60 km), 6-19 iletim koridoru (94 km) ve 15-17 iletim koridoru (25 km) olarak verilebilir.

Sisteme eklenecek iletim hatları, km başına S25ü.000'lık yatırım öngörüldüğünde [12]. 1995 yılı fiyatlarıyla yaklaşık toplam 100.000.000'lık sabit sermaye yatırımı zorunlu kılmaktadır. İletim sistemi planlaması üzerinde finansal parametrelerin etkilerini ilk olarak göstermek amacıyla. 2010 yılında işletmeye alınmak üzere planlanan yatırımların, birbirinden tamamen farklı finansman modelleri ile gerçekleştirilmesi öngörülmüştür [14].



Şekil 2. 2010 yılında Türkiye Batı Anadolu enterkonekte sisteminin yapısı

Çalışma kapsamında oluşturulan ilk finansman modelinde, 2001 yılından başlayarak her yıl eşit miktarlarda yatırım yapılacağı varsayılmıştır. İkinci modelde, 1002 yılından itibaren başlayan ve her yıl kademeli olarak artan miktarlarda yatırım yapılacağı, üçüncü modelde ise yine 2002 yılından başlayan fakat, her yıl kademeli olarak azalan miktarlarda yatırım yapılacağı varsayılmıştır. Anılan finansman modellerinin her biri, farklı ekonomik ve finansal parametreler için irdelenmiştir.

Faiz oranının enflasyon oranına eşit gelişeceği veya üzerinde ya da altında öngörülen değerlerinde sabit gerçekleşeceği varsayımı altında, her yıl eşit miktarlarda yatırım yapılması durumu için hesaplanan sonuçlar, Tablo 1'de verilmiştir. Açıklanan varsayımlar altında, her yıl artan ve azalan miktarlardaki yatırımların yapılması durumları için hesaplanan sonuçlar ise sırasıyla, Tablo 2 ve Tablo 3'de sunulmuştur.

Tablo 1. Eşit miktarlardaki yıllık yatırımlar için sonuçlar

Yıllar	Model 1 $d=r$	Model 2 $d>r$	Model 3 $d<r$
2001	10,000,000	7,658,947	13,056,625
2002	10,000,000	7,325,949	13,650,108
2003	10,000,000	7,007,430	14,270,567
2004	10,000,000	6,702,759	14,919,230
2005	10,000,000	6,411,335	15,597,376
2006	10,000,000	6,132,581	16,306,348
2007	10,000,000	5,865,947	17,047,546
2008	10,000,000	5,610,906	17,822,434
2009	10,000,000	5,366,953	18,632,545
2010	10,000,000	5,133,608	19,479,479
Toplam	100,000,000	63,216,415	160,782,257

Tablo 2. Artan miktarlardaki yatırımlar için sonuçlar

Yıllar	Model 1 $d=r$	Model 2 $d>r$	Model 3 $d<r$
2001	0	0	0
2002	2,222,222	1,627,989	3,033,357
2003	4,444,444	3,114,413	6,342,474
2004	6,666,667	4,468,506	9,946,153
2005	8,888,889	5,698,964	13,864,335
2006	11,111,111	6,813,979	18,118,164
2007	13,333,333	7,821,263	22,730,061
2008	15,555,556	8,728,076	27,723,786
2009	17,777,778	9,541,251	33,124,524
2010	20,000,000	10,267,215	38,958,957
Toplam	100,000,000	58,081,655	173,841,812

Tablo 3. Azalan miktarlardaki yatırımlar için sonuçlar

Yıllar	Model 1 $d=r$	Model 2 $d>r$	Model 3 $d<r$
2001	0	0	0
2002	20,000,000	14,651,899	27,300,216
2003	17,777,778	12,457,653	25,369,898
2004	15,555,556	10,426,514	23,207,690
2005	13,333,333	8,548,446	20,796,502
2006	11,111,111	6,813,979	18,118,164
2007	8,888,889	5,214,175	15,153,374
2008	6,666,667	3,740,604	11,881,623
2009	4,444,444	2,385,313	8,281,131
2010	2,222,222	1,140,802	4,328,773
Toplam	100,000,000	65,379,384	154,437,371

6. SONUÇLAR

Çalışmada, temel makroekonomik büyüklüklerin enerji iletim sistemi yatırım planlaması üzerindeki etkileri araştırılmıştır. Enflasyonun olmadığı bir ortamda bile uzun süreli yatırım planlamasında çeşitli sorunlar varken, enflasyonun belirsizlikleri ve riskleri daha da artırdığı görülmektedir. Faiz oranları, döviz kurları ve enflasyon arasında yakın ilişkiler bulunduğu için, ulusal ve uluslararası kaynaklardan sağlanan finansmanın uygun maliyetli ve sürekli kılınabilmesi için, parametreler arasındaki duyarlı dengelerin korunması gerekmektedir. Faiz oranlarındaki ve döviz kurlarındaki hareketlerin temelde enflasyona bağlı olarak gelişmesine karşın, makro dengelerdeki bozulmalar, faiz oranı-döviz kuru-enflasyon dengesinin benzer noktadaki sürekliliğini olanaksız kılmaktadır. Sürecin kendi içinden doğan ve gelişen ters etkileşimleri söz konusu olduğundan, finansman maliyetleri doğrudan ve dolaylı yollardan etkilenmektedir.

7. KAYNAKÇA

- [1] Gönen, T., "Electric Power Transmission System Engineering," John Wiley and Sons, Inc., New York, 1988.
- [2] Wang, X. and McDonald, J. R., "Modern Power System Planning," McGraw-Hill Book Co., Singapore, 1994
- [3] Crousillat, E. O., Dorfner, P., Alvarado, P. and Merrill, H. M., "Conflicting Objectives and Risk in Power System Planning," *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 8, No. 3, pp. 887-893, 1993.
- [4] Merrill, H. M. and Wood, A. J., "Risk and Uncertainty in Power System Planning," *Int. Journal of Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 13, No. 2, pp. 81-90, 1991.
- [5] Bhavaraju, M. P., Hebson, J. D. and Wood, W., "Emerging Issues in Power System Planning," *Proc. of the IEEE*, Vol. 77, No. 6, pp. 891-898, 1989.
- [6] Schweppe, F. C. Merrill, H. M. and Burke, W. J., "Least-Cost Planning: Issues and Methods," *Proc. of the IEEE*, Vol. 77, No. 6, 1989, pp. 899-907, 1989.
- [7] Stoll, H. G. (Ed.), "Least-Cost Electric Utility Planning", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1989.
- [8] Blank, L. T. and Tarquin, A. J., "Engineering Economy," Third Edition, McGraw-Hill, Inc., New York, 1989.
- [9] Delson, J. K., "Engineering Economics Literature on Inflation," *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 7, No. 1, pp. 73-80, 1992.
- [10] Cassidy, F. and Schirra, G. V., "Treatment of Inflation in Engineering Economic Analysis," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-96, No. 3, pp. 1027-1035, 1977.
- [11] Watchom, C. W., "An Improved Basic Methodology For Making Engineering Economic Comparisons of Alternatives Facilities," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-101, No. 8, pp. 2810-2825, 1982.
- [12] Youssef, H. K. and Hackain, R., "New Transmission Planning Model," *IEEE Trans on Power Systems*, Vol. 1, No. 1, pp. 9-17, 1989.
- [13] TEA (Turkish Electricity Authority), "Transmission Stability Study of the 420 kV Trunk Line Transmission System," Ankara, August 1990.
- [14] Sohtaoğlu, N. H., "The Effects of Economic Parameters on Power Transmission Planning," *Proc. of the II-E E MELECON '98*, Vol U, pp. 941-945, Tel-Aviv, Israel, 1998.

KONUTLAR VE TİCARİ BİNALARDAKİ HARMONİK KAYNAKLARI VE ETKİLERİ

Ekrem GÜRİSOY, Ömer GÜL, Adnan KAYPMAZ

İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü
80626 Maslak İstanbul
E-mail: {gursoy, gul, kaypmaz}@elk.itu.edu.tr

ABSTRACT

Nowadays the use of non-linear loads in commercial buildings and houses are becoming much more than ever. The main non-linear loads used are computer, photocopier, laser printer, color television, UPS, adjustable speed drives, loads supplied by switch mode power supplies etc. Harmonics taken by these loads, effect the performance of protective relay, measurement devices, microprocessors and may cause improper operation of these devices. In distribution systems transformers, busses and conductors are overloaded and overheated by harmonics. In this paper some harmonic sources in commercial buildings and houses are introduced; also their effects are given.

1. GİRİŞ

Elektrik enerji sistemlerinde bulunan lineer olmayan yükler sistemin gerilim ve akımının dalga şeklinde bozulmalara neden olmaktadır. Günümüzde, konut ve ticari bina yüklerinin büyük bir bölümünü anahtarlamalı güç kaynakları, televizyon ve bilgisayar monitörleri, elektronik ve magnetik balastlar, UPS sistemleri, ayarlı hız sürücüler tarafından beslenen cihazlar oluşturmaktadır. Sistemdeki harmonik kaynakları (doğrusal olmayan yükler) bunlarla sınırlı olmayıp özellikle ticari binalarda ve meskenlerde, çeşitli güç elektroniği devreleri içeren küçük güçlü cihazlar dağıtım sisteminden harmonikli akım çekerler. Bu küçük güçlü cihazlar, tek tek sisteme bir yük olarak gözükmeseler de, günümüzde hemen hemen her yerde ve her işyerinde kullanılmaları nedeniyle sınırlı olarak büyük rakamlara ulaşmaktadır. Toplam kurulu güç bakımından büyük değerler almakta, bunun sonucunda güç kalitesi bakımından dağıtım sistemlerine etkisi önemli olmaktadır. Bu yüklerin kullanıldığı binaların elektrik dağıtım sistemlerinde harmonik bozulur. Ayrıca kaynaklı problemler de gittikçe artmaktadır [1-8].

2. HARMONİKLERLE İLGİLİ BAZI TANIMLAMALAR

Enerji sistemlerindeki harmonik bozulmalar lineer olmayan yükler tarafından meydana getirilir. Lineer olmayan bir yükte, akım ve gerilim arasındaki ilişki lineer değildir. İçerdiği bir akım veya gerilimin dalga şekli, frekansı, temel frekansın tam katları olan n katlı sinüs dalgalarının toplamı şeklinde ifade edilebilir [1]. İmami-teorisine göre periyodik dalga şekilleri genlikleri ve fazları değişken bir dizi sinüs biçimli dalgaların toplamı olarak yazılabilir. Bu dalgaların temel frekansın harmoniklerini de

$$m(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} a_n \cos(n\omega t + \phi_n) \quad (1)$$

Burada a_n n. harmoniğin genliğini ϕ_n , faz açısını; m , ise temel

bileşenin frekansını göstermektedir. Enerji sistemleri analizi için genellikle 25 ve 50 den yüksek dereceli harmonikler ihmal edilebilir (sisteme bağlı olarak). Bu harmonikler düşük güçlü cihazları etkilemekte güç sistemlerine etkisi genellikle olmamaktadır. Bir dalga şeklinin harmonik bozulmasını belirten çeşitli tanımlar vardır. Bu tanımlardan en basiti akım veya gerilimin tepe değeri ile temel bileşenin efektif değeri (True RMS) arasındaki oranı tanımlamak için kullanılan C faktörü (Crest Factor) dır. Dalga şeklinin saf sinüs olması durumunda bu oran 1.414'tür.

$$C \text{ faktörü} = \text{Tepe Değer} / \text{Temel Bileşenin Efektif Değeri} \quad (2)$$

Harmonikler için verilen tanımlardan bir diğeri toplam harmonik bozulmadır (total harmonic distortion -THD-).

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} a_n^2}}{a_1} \quad (3)$$

THD, bozulmuş bir dalga şeklinin harmonik bileşenlerinin efektif değeri bir ölçütüdür. THD, dalga şekli bozulmuş bir gerilimin bir dirence uygulandığında meydana gelen ek ısınma hakkında fikir vermesi açısından önemlidir. Ancak bir kondansatörün ne kadar zorlandığını belirtmesi açısından iyi değildir. Çünkü zorlanma genlimin tepe değerine bağlıdır [1].

K faktörü harmoniklerden kaynaklanan transformator kayıplarının belirlenmesinde kullanılan önemli bir katsayıdır. Bu katsayı aynı zamanda transformatorlerin dayanabileceği harmonik akımı anlamı harmonik derecesi ve oranı ile birlikte vermektedir.

$$K = \sum_{h=1}^{\infty} I_h (\text{pu})^2 \cdot h^2 \quad (4)$$

Akım ve gerilimdeki bozulma, görünür gücü (S) ve reaktif gücü (Q) etkilemektedir. Harmonikli durumda, güç sistemlerinde, görünür gücü oluşturan aktif güç (P) ve reaktif güç dışında bir güç bileşeni daha ortaya çıkmaktadır. Bu güçte distorsiyon gücü (Distortion Power -D-) denilmektedir. Distorsiyon gücünün binimi D olarak ifade edilir fakat sistemde güç olarak akmadığı için buna tam olarak güç denebilir. Q her frekandaki reaktif güç değeri toplamı; D ise, hiçbir aktif güç oluşturmayan, değişik frekanslardaki akım ve gerilimlerin vektörel çarpımlarını ifade eder. Buna göre sistemdeki görünür, reaktif, aktif ve distorsiyon (bozulma) güçlerini sırasıyla

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (5)$$

$$Q = \sum_{k=0}^{k_{maks}} V_k \cdot I_k \cdot \sin \phi_k \quad (6)$$

$$P = \sum_{k=0}^k V_k \cdot I_k \cdot \cos \phi_k \quad (7)$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 + Q^2} \quad (8)$$

biçiminde verilmektedir. Güç faktörü ise:

$$P_f = \frac{P}{S} \quad (9)$$

biçiminde verilir. Geniş dalga şekli saf sinüsoidal ise,

$$P_f = \frac{I_1}{I_{ef}} \cdot \cos \phi \quad (10)$$

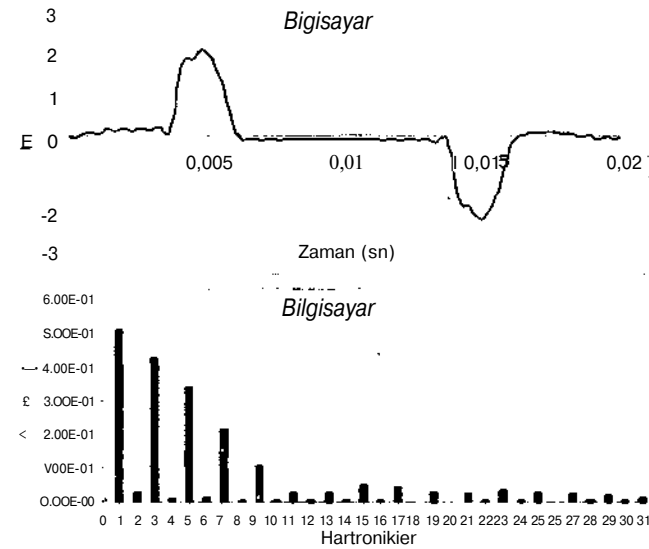
biçimindedir. Akım ve gerilimin saf sinüsoidal olması durumunda güç faktörü,

$$P_f = \cos(\phi) \quad (11)$$

biçiminde verilmektedir[1,2].

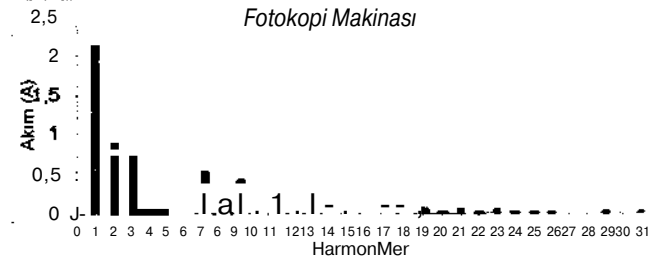
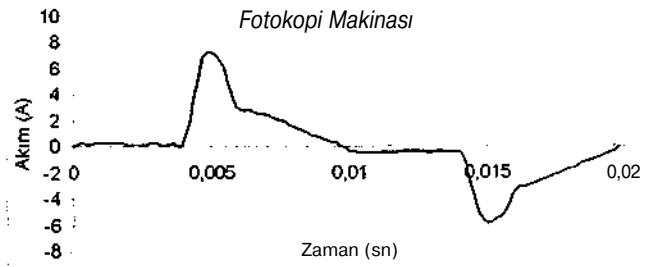
3. TİCARİ VE MESKEN TİPİ BİNALARDA BULUNAN HARMONİK KAYNAKLARI

Tablo 1 de, konut ve ticari binalarda bulunan harmonik üreten yüklerin en çok kullanılanların toplam harmonik bozulmaları (THD) verilmiştir. Bu yüklerden bilgisayar, renkli televizyon ve fotokopi makinasının çektiği akımların dalga şekilleri, harmonik spektrumları ve elektriksel büyüklükleri de verilmiştir.



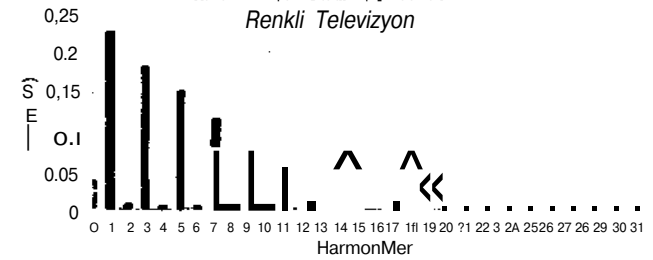
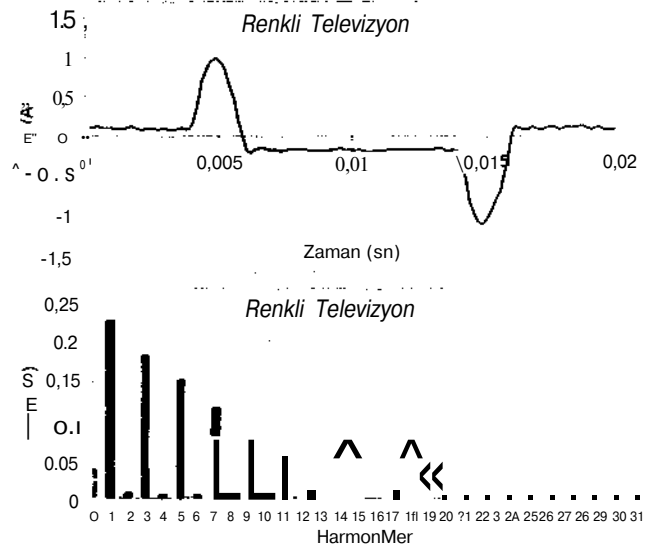
Güç		Gerilim(V)	Akım(A)
KW	0.11	RMS	211.4
KVA	0.17	Tepe	293!
KVAR	0.02	Crest	1.39
KW(tepe)	0.66	THD(rms)	2.25
PF	0.62	THD(temel)	118.83
DPF	0.99	K faktörü	19.65

Şekil 1 Bilgisayarın akım dalga şekli, harmonik spektrumu ve elektriksel büyüklükleri.



Güç		Gerilim(V)	Akım(A)
KW	0.45	RMS	215.7
KVA	0.56	Tepe	296.6
KVAR	0.10	Crest	1.38
KW(tepe)	2.24	THD(rms)	2.95
PF	0.79	THD(temel)	2.95
DPF	0.98	K faktörü	11.22

Şekil 2: Fotokopi makinasının akım dalga şekli, harmonik spektrumu ve elektriksel büyüklükleri



Güç		Gerilim(V)	Akım(A)
W	40.08	RMS	214.0
VA	79.12	Tepe	299.0
VAR	27.23	Crest	1.4
W(tepe)	334.5	THD(rms)	1.27
PF	0.51	THD(temel)	1.27
DPF	0.83	K faktörü	20.90

Şekil 3. Renkli televizyonun akım dalga şekli, harmonik spektrumu ve elektriksel büyüklükleri

Tablo 1: Konut ve ticari binalardaki doğrusal olmayan yüklerle ait harmonik bozulma dereceleri

Yük Tipi	Yük Akır<A)	THDT, (%)	13 (%)	15 (%)	17 (%)	19 (%)
Bilgisayar	0.80	118.8	53.7	42.8	27.1	13.6
Fotokopi Makinası	2.61	69.23	39.4	27.3	20.2	16.1
Lazer Printer	1.22	10.2	6.4	4.86	2.61	1.38
Renkli Televizyon	0.37	123.4	50.4	41.6	31.6	21.7
Buzdolabı	2.7	13.4	9.2	8.9	1.2	0.6
Mikrodalga Fırın		18.2	15.8	5.2	3.3	2.3
Elektrik Sürürgesi	5.67	20.83	20.4	3.0	2.7	0.7
Çamaşır Makinası(sıkma)	1.11	45.7	43.7	7.9	8.3	3.7
Kesintisiz Güç Kasnağı (3 fazlı)	36	36.4	0.50	31.8	13.2	0.5
F. Lamba (klasik)	0.40	10.85				
F.Lamba (.elektronik)	0.20	23	23.8	7.5	3.9	2.3
Buzdolabı	1.27	9.2	7.5	4.2	2.4	0.8
Mikser	0.32	36	30.2	10.3	4.1	12.1
Saç Kurutma makinası düşük devir ve ısı	2.57	41				
ASD	9.7	53.6	61.1	26.0	13.7	4.0

4. HARMONİKLERDEN KAYNAKLANAN POBLEMLER

Ticari binalarda ve meskenlerde kullanılan küçük güçlü, güç elektroniği devreleri kullanan cihazlar, dağıtım sisteminden harmonikli akım çekerler. Yanı iletken elemanların maliyetlerinin düşmesi bunlarla gerçekleştirilen doğrultucu, evirici, alternatif akım kısıcısı, frekans çevirici gibi güç elektroniği devrelerinin televizyon, bilgisayar, müzik seti, faks, fotokopi makinası gibi cihazlarda kullanımını artırmıştır. Dolayısıyla bu cihazların kullanıldığı sistemlerde harmonik karaaklı bozulmalar artmıştır.

Deşarj prensibi ile çalışan cihazlarda akım ile gerilim arasındaki ilişki doğrusal değildir. Bu nedenle şebekeden sinüsoidal olmayan akımlar çekerler. Ark fırınlar, floresan lambalar, civa ve sodyum buharlı lambalar bunların başlıcalarıdır. Floresan lambalarda harmonik üretilimideha çok kullanılan balasta bağlıdır. Magnetik balastlar ve özellikle elektronic balastlar harmonikli akım çekerler[9,10].

4.1. Harmoniklerin Ölçü ve Koruma Düzenlerine etkileri Akımdaki harmonik bozulması anahtarın akım kesme yeteneğini etkilemektedir. Bozulma, akımın sıfır geçişinde temel frekanstaki, normal sinüs değerine göre daha yüksek bir değişim hızına yol açabilmekte, bu ise kesme-; zorlaştırmaktadır. Anahtarların çalışmasındaki aksıklık, elektromanyetik endüksiyon bobinlerinin harmoniklere den dolayı hatalı çalışmasından kaynaklanmaktadır. Sigortaların çalışma karakteristikleri de harmonik akımlarının meydana getirdiği ısınma nedeni ile değişmektedir. [11]

Bir ölçme cihazını seçerken veya kullanırken dikkat edilmesi gereken en önemli etkenlerden biri bu cihazların çalışma prensipleridir. Hemen hemen bütün ölçü cihazları ölçülen işaretin etkin değerini verecek şekilde kalibre edilmişlerdir. Etkin değer ölçmek için kullanılan yöntemlerden en yaygın olanları,







1. Tepe değer yöntemi, bu yöntemde, işaretin sinüsoidal olduğu kabul edilerek, ölçme cihazı, işaretin tepe değerini alıp etkin değerini elde etmek için 1.414 ile bölmektedir.

2.Ortalama yöntemi: Cihaz, işaretin ortalama değerini almaktadır. Saf sinüsoidal işaret için bu ortalama değer bir katsayı ile etkin değere eşitlenmektedir.

3.Gerçek etkin değer, bir işaretin efektif değeri, bir dirence uygulanan gerilim sonunda oluşan ısının ölçüsü olarak verilmektedir. Gerçek etkin değeri ölçmek için bir başka yöntem de ısı değerini ölçen termal dedektör kullanılmasıdır.

Bütün bu değişik yöntemler saf sinüs için aynı değeri verse de bozulmuş bir işaret için farklı sonuçlar vermektedir. Uygulamada faz ve nötr akımlarının dalga şekillerinde harmonik akımlar nedeniyle bozulma olduğundan bu akımların doğru olarak ölçülmesi önemli olmaktadır. Tablo 2 de değişik ölçme aygıtlarının çeşitli dalga şekillerindeki ölçüm sonuçları verilmiştir[2].

Tablo 2 Ölçme metodu farklı ölçü aletlerinin farklı dalga şekillerinde ölçümleri

		Ölçüm Tipi		
		Gerçek RMS	Tepe Değer Metodu	Ortalama Değer Metodu *
		Hesap Yöntemi		
		RMS	Tepe Değer 1.414	SinusOrLxl.il
Sinüs Dalgası		100%	100%	100%
Kare Dalga		100%	82%	110%
Üçgen Dalga		100%	121 %	96%
Ayarlı Dalgalar		100%	127%	86%
Bilgisayar Akım Dalga Şekli		100%	184%	60%
Aydınlatma Dimmer p-ile Şekli		100 %	113%	W%

Harmoniklerin ölçümü için en iyi yöntemlerden birisi de osiloskop kullanmaktır. Osiloskop ekranından akım ve gerilim dalga şekilleri görülmeye karşın bu şekiller sistemdeki mevcut harmonikler hakkında bir bilgi vermezler. Bunun için harmonik ölçümleyici kullanmak gerekir. Harmonik ölçümleyici, dalga harmonik bileşenlerine ayırır ve büyüklüğü ile birlikte her bir harmoniğin temel frekansla olan faz farkını verir. Ayrıca başka sistemin harmonik toleranslarının belirlenmesi için çok önemli olan toplam harmonik bozulmayı vermektedir [2,12]

4.2. Harmoniklerin Neden Olduğu Ek Isımlar

Harmonikli akımlar iletkenlerin ısınmasına iki şekilde etki eder. Birincisi, harmonikler nedeniyle akımın efektif değerinin artması, I^2R ile orantılı joule kayıplarının artmasıdır, ikincisi, iletkenlerdeki akım dağılımının değişimi nedeniyle oluşan deri ve yakınlık etkisi ile iletken direncinin (R) artmasıdır.

Transformatördeki kayıplar boşa çalışma ve yüke bağlı kayıpları içerir. Bakır kayıpları, kablolarda olduğu gibi, harmoniklerin akımın efektif değerini artırması sonucu artar. Kaçak akımın transformator kazanında ve sargılarda meydana getirdiği girdap (fuko eddy current) akımları nedeniyle de kayıp oluşur. Transformatorde girdap akımlarından kaynaklanan kayıp, harmonik akım ve bu akımın harmonik mertebesinin karelerinin çarpımıyla orantılıdır. Yüksek frekanslı harmonik akımlarında, transformator çekirdeğinde meydana gelen histerezis kayıpları da artar. Bütün bu kayıplar transformatorde ısınmaya, aşırı yüklenmeye ve transformator ömrünün kısalmasına neden olmaktadır.[7,11]

Gerilim dalga şeklindeki bozulma kondansatörlerde

$$\sum_{n=1}^{\infty} ZC_n (\tan \delta_n) \cdot V_n^2$$

ifadesi ile verilen ek ısınmaya sebep olmaktadır. Burada $\tan \delta = R/(1/e > C)$ kayıp faktörü, $C_n = 2j\omega_n$ ve V_n , n. harmoniğin efektif değeridir. [11]

4.3. Harmoniklerin Kompanzasyon Sistemine Etkileri

Yukarıda belirtildiği gibi harmonikler binanın kompanzasyon sistemi için kullanılan kondansatörlerde ek ısınma meydana getirirler. Bunun yanında güç faktörünü düzeltmek için kullanılan bu kondansatörler, harmonik frekanslarında seri veya paralel rezonans olayına sebep olabilirler. Bu durumda aşırı harmonik akım ve gerilimleri oluşur.

Uyru alçak gerilim enerji sisteminde rezonans frekansı:

$$f_r = \frac{1}{\sqrt{L C_c}}$$

Burada n, rezonansın meydana gelebileceği harmoniğin derecesini, C_c sistemin, kondansatör grubunun bulunduğu noktadaki kısıtlı devre gücünü; L kondansatör gücünü göstermektedir [1].

Harmonikli sistemlerde kompanzasyon için kullanılan kondansatörler, harmonikler göz önüne alınarak aynı zamanda filtre olarak tasarlanmalıdır. Sistem harmonik frekanslarına uygun olarak tasarlanmış bir harmonik akım filtresi, harmonik bozulmayı azaltıp, gerilim ve güç faktörünün düzeltilmesini sağlar [12]

4.4 Harmoniklerin Hassas Elektronik Cihazlar Üzerine Etkileri

Harmonikler, elektronik devrelerin hatalı çalışmasına, hatta h.1/ulmalanna, neden olabilirler. Sıfır geçişlerini algılayan cihazlar, harmonikli durumda sıfır geçişleri değişeceğinden hatalı çalışacaktır. Elektronik güç kaynakları, filtre kondansatörlerini dolu tutmak için gerilimin tepe değerini takip etmektedirler. Harmonik frekansı ve faz ilişkisine bağlı olarak harmonik kaynaklı gerilim bozulması, dalga şeklinin tepe değeri azalması veya azalmasına neden olabilir.[2,6,12]

5. SONUÇLAR

Günümüzde konutlar ve ticari binalarda kullanılan lineer olmayan yüklerin kullanımı hızla artmaktadır. Bu yüklerin başlıcaları, bilgisayar, fotokopi makinası, lazer printer, renkli televizyon kesintisiz güç kaynağı, ayarlı hız sürücüleri tarafından beslenen cihazlar, anahtarlama güç kaynağı ile beslenen diğer cihazlar vb dir.

Bu çalışmada Konut ve ticari binalarda bulunan harmonik üreten yüklerin en çok kullanılanların toplam harmonik buzulmaları (THD) verilmiştir. Bu yüklerden bazılarının çektiği akımlarının dalga şekli, harmonik spektrumu ve elektriksel büyüklükleri verilmiştir. Ayrıca lineer olmayan bu yüklerin binanın elektrik dağıtım sistemi üzerine etkileri incelenmiştir.

6. KAYNAKLAR

- [1] J. Arrillaga, *Power System Harmonics*, John Wiley and Sons 1985
- [2] R. C. Dugan, *Electrical Power System Quality*, Mc Grau Hill 1996
- [3] T. M. Gruz, "Power system Problems from High Harmonic Neutral Currents," *Compute. Technol. Rev.*, Winter 1988
- [4] D. O. Koval, "Power Quality Characteristics of Computer Loads," *IEEE Trans. Ind. Application*, Vol. 33, No. 3, May/June 1997
- [5] T. M. Gruz, "A survey of Neutral Currents in Three-phase Computer Power Systems," *IEEE Trans. Ind. Application...* Vol. 26, No. 4, July/August 1990
- [6] Ö.Gül, A.Kaypmaz, "Effect of Power Quality on Control Systems Capability" in *Proceedings The 2nd International Symposium on Intelligent Manufacturing Systems*,
- [7] Ö.Gül, M.Bayrak, "Power quality and neutral current problems from unbalanced and non-linear loads in three-phase power systems", *5th International Conference on Electricity Distribution*, CIRE99 1-4 June, 1999, Nice yayınlanacak.
- [8] A.Liev, "Excessive Neutral Currents in Three-Phase Fluorescent Light Circuits," *IEEE Trans. Ind. Application.*, Vol.25, No.4, July/august 1989.
- [9] L. W. Pierce, "Transformer Design and Application - Considerations for Nonsinusoidal load Currents," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 32, No. 3, May/June 1996
- [10] Jih-Sheng Lai, T. J. Key, "Effectiveness of Harmonic Mitigation Equipment for Commercial Office Building," *IEEE Trans. Ind. Application*, Vol. 32, No. 5, July/August 1997
- [11] J.T. S. Key, "Cost and Benefits of Harmonic Current Reduction for Switch-Mode Power Supplies in a Commercial Office Building," *IEEE Trans. Ind. Application.*, Vol. 32, No. 5, September/October 1996
- [12] IEEE Task Force "Effects of Harmonics on Equipment" *IEEE Trans. on Power Delivery*, Vol. 8, No. 2, April 1993. pp 672-680

GENERATÖRLER ARASINDA EKONOMİK YÜK DAĞITIMI PROBLEMİNE GENETİK ALGORİTMA UYGULAMASI

Z. ElifAYGEN Mustafa BAĞRI YANIK

Nesrin TARKAN

İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü
80626 İSTANBUL
E-mail: aygen@elk.itu.edu.tr

ABSTRACT: *Economic load dispatch determines the optimal generation for each generator in order to minimize the total fuel costs subject to equality constraints on power balance and inequality constraints generation rate changes and line flows. This paper presents a genetic algorithm solution to economic dispatch problem. The proposed solution is applied to a sample system and the results obtained are compared with the ones obtained by classical optimization techniques.*

1. GİRİŞ

Elektrik güç sistemlerinde generatörler arasında ekonomik yük dağıtımının amacı, sistem yükünü minimum maliyetle karşılamaktır. Lagrange tekniğine dayanan klasik (standart) ekonomik yük dağıtım çözüm algoritmaları, generatörlerin geniş çikış karakteristiklerinin düzgün ve konveks eğriler olmasını gerektirir. Generatörlerin ısı enerji gereksinimi H (kcal) giriş, elektriksel aktif güç P (MW), ise çıkış büyüklükleridir. Bu, artımsal ısı oran karakteristiğinin (AH / AP) monoton artan bir fonksiyon olması demektir. Artımsal ısı oran karakteristiği, yakıt maliyetiyle çarpıldığında, artımsal maliyet eğrisi çıkar. Klasik ekonomik yük dağıtım algoritmaları eşit artımsal maliyete dayanır. Generatörlerin toplam maliyeti, tüm birimler aynı artımsal maliyetle çalıştığında minimize olur. İletim kayıpları göz önüne alındığında, birim artımsal maliyet, artımsal iletim kayıpları göz önüne alınarak değiştirilir.

Pratikte, generatörlerin artımsal ısı oran karakteristiği monoton artan bir şekil göstermez. Büyük buhar türbinleriyle tahrik edilen generatörler, buhar girişleri için vanalara sahiptir. Generatör, aktif güç çıkışı artırıldığında, bu vanalar açılır. Vanaların açılmasıyla artan buhar girişi, artımsal ısı oran karakteristiğinde artışlar gösterir. Bu durumda eğride süreksizlik noktaları oluşur.

Günümüzde, ekonomik yük dağıtımının en genel çözümü dinamik programlamaya (DP) dayanır. Diğer klasik çözümlerden farklı olarak generator karakteristiklerinde herhangi bir kısıtlama uygulanmaz. Fakat generator sayısı arttığında ve sonuçlarda yüksek doğruluk derecesi arandığında, bilgisayar hafızasında tutulan yer ve koşum zamanı artmaktadır.

Son yıllarda ise güç sistemlerinde optimizasyon konusunda yapılan incelemeler genetik algoritmalara dayalı yöntemler kullanmıştır. Genetik algoritmalar (GA), ilk Holland tarafından ortaya konulmuş, yakın zamanda da Goldberg ve Davis tarafından geliştirilmiştir. Genetik algoritmalar fonksiyon optimizasyonu, sistem tanımlaması ve kontrolü, görüntü işleme, yapay sınırlı ağ yapısı belirleme gibi çeşitli alanlarda kullanılmışlardır. Genetik algoritmaların üstünlüğü, optimize edilecek fonksiyona herhangi bir şekil kısıtlaması getirmemeleri ve global çözüme ulaşmalarıdır. Yapısal olarak paralel çalışmaya uygun olduklarından bilgisayar işlem zamanı kısadır. Bu çalışmada generatörler arasında ekonomik yük dağıtım problemi çözümüne genetik algoritma uygulanmıştır [1,2,3].

2. EKONOMİK YÜK DAĞITIMI

Ekonomik yük dağıtım problemi, fosil yakıtlı üretim birimlerinin toplam işletme maliyetini minimize etmeye dayanır. Bu problemde amaç fonksiyonu,

$$F_T = \sum_{i=1}^N F_i(P_i) \quad (D)$$

şeklinde ifade edilir. Kısıtlamalar ise,

$$\sum_{i=1}^N P_i = D + L \quad (2)$$
$$P_{i, \min} \leq P_i \leq P_{i, \max}$$

dir. Bu eşliliklerde,

P_i : i. ünite aktif güç çıkışı (MW)

$F_i(P_i)$: i. ünite işletme maliyeti (\$/saat)

D : toplam talep

L : iletim kayıpları

$P_{i, \min}$, $P_{i, \max}$: i. ünite işletme sınırları

N : toplam generatör sayısı

olarak verilmiştir.

Lagrange Çözümü

Ekonomik yük dağıtım probleminin, Kuhn Tucker koşullarını kullanarak çözümü aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} PF_i \frac{\partial F_i(P_i)}{\partial P_i} &= \lambda & P_{i,\min} < P_i < P_{i,\max} \\ PF_i \frac{\partial F_i(P_i)}{\partial X_i} &= \lambda & P_i &= P_{i,\max} \\ PF_i &> \lambda & P_i &= P_{i,\min} \end{aligned} \quad (3)$$

i. generatörün penaltı faktörü olan PF_i,

$$PF_i = \frac{1}{1 - \frac{dL}{\partial P_i}} \quad (4)$$

şeklinde verilir. Penaltı faktörü, B katsayılarıyla hesaplanan

$$L = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N B_{ij} P_j + \sum_{i=1}^N B_{0i} P_i + B_{0x} X \quad (5)$$

kayıplardan bulunur. Klasik ekonomik yük dağıtım algoritması, artımsal maliyet fonksiyonu $dF_i(P_i)/dP_i$ m'nin i. generatörün işletme sınırları içinde monoton arttığını varsayar.

Artımsal maliyet değeri X başlangıçta tüm birimler için aynı seçilir. Penaltı faktörleriyle değiştirilmiş artımsal maliyet eğrileri, generatör çıkışlarını bulmakta kullanılır. Bu eğrilerin monoton artan olduğu varsayımı, tüm generatör çıkışlarının toplam üretim gereksinimini sağladığı X değerini aramayı yönlendirir

Dinamik programlama çözümü

Ekonomik yük dağıtım problemine dinamik programlama çözümü aşağıdaki iteratif formülle verilir.

$$F_i^*(D_i) = \min_{P_i} \{F_{i-1}^*(D_i - P_i) + F_i(P_i)\} \quad (6)$$

Burada $F_i^*(D_i)$, 1,2,...,i generatör için D_i , yük talebini karşılayan i. ünitenin maliyetidir. $i=1,2,\dots,N$ 'e kadar olan işlemlerin i. adım uygulanır.

1. i generatörün güç çıkışı, iMW adımlarıyla ayarlanmaktadır.

il 1... i generatörlerinden karşılanan D_i yük talebi de

$$(1) P_{i,\min} \leq \sum_{k=1}^i P_{k,\min} - D_i \leq \sum_{k=1}^i P_{k,\max} = T_i \leq P_{i,\max}$$

aralığında ayarlanmaktadır.

il 1... i generatörleri için denklemlerden hesaplanır.

Ayrıca, i. adımda durum uzayı belirlendikten sonra N. aşamada $F_{i-1}^*(D_i)$ eşliliğinden gen ve doğru gidilerek minimum maliyeti veren gen ve doğru çıkış değerleri hesaplanır. Üretim kayıplarını da içeren dinamik programlama algoritması [4] te

verilmiştir.

Dinamik programlama, ekonomik yük dağıtım probleminde amaç fonksiyonu için konveks fonksiyon yaklaşımı yapmadan genel bir çözüm verir. Bunun yanında, generatör sayısı arttığında ve daha yüksek bir doğruluk derecesi arandığında (daha küçük ayıklama adımları) bilgisayar hafızasında daha fazla yer tutar ve program koşum zamanı artar. [1,5],

3. GENETİK ALGORİTMA

Genetik algoritmalar, doğal evrimden esinlenen stokastik optimizasyon yöntemidir. Geleneksel optimizasyon yöntemlerinin aksine amaç fonksiyonu yerine uyumluluk fonksiyonu (fitness function) kullanılır. Gene diğer geleneksel arama tekniklerinin aksine tek bir çözüm üzerinde değil, bir çözüm topluluğu üzerinde arama yapar. Çözüm uzayı, binary olarak kodlanmış parametrelerden oluşur.

Genetik algoritmanın üç operatörü vardır. Üreme, çaprazlama ve mutasyon.

/ Başlangıç topluluğu üretimi: Bu aşamada, binary katarlar şeklinde raslantısal başlangıç topluluğu üretilir. Bu katarlardan her biri arama probleminde uygun bir çözümü gösterir.

// Uyumluluk fonksiyonu: Çözüm katarları, ondalık eşdeğerlerine dönüştürülür ve her aday çözüm, uyumluluk fonksiyonuna göre test edilir. Bütün topluluğun uyumluluk fonksiyon değerleri belirlendiğinde sonuçlandırma kriterinin sağlanıp sağlanmadığına bakılır. Bu kriter birkaç şekilde seçilebilir. Bir seçenek, sonlu bir nesil sayısına ulaşıldığında, algoritmayı durdurmak ve elde edilen sonucu en uygun sonuç olarak almaktır. Bir başka seçenek ise tüm topluluğun ortalama uyumluluk değerinin en iyi çözümün uyumluluk değerinin belli bir kesri olmasıdır. Eğer bu kriterler sağlanmazsa üç genetik operatörle işleme devam edilir.

/// Seçim ve kopyalama: Yeni nesillerin kopyalanması, 'rulet tekerleği' nin dönüşünden etkilenir. Rulet tekerleği, aday çözümlerinin uyumluluk fonksiyonunda aldığı değerle orantılı olarak topluluktaki katar sayısı kadar döndürülür. Bu şekilde bir önceki neslin en uygun aday çözümlerini yansıtan yeni nesiller oluşturulur.

IV. Çaprazlama: Topluluktan, raslantısal olarak seçilen iki binary katar arasında çaprazlama yapılır. İki katar da gene raslantısal bir pozisyon seçilir ve bu pozisyondan önceki ya da sonraki bitler yer değiştirir.

V. Mutasyon: Algoritmadaki son genetik operatör mutasyondur. Mutasyon çaprazlamadaki her 100-1000 bit transferi sonrasında uygulanır. Raslantısal olarak bir binary katar seçilir ve bu katardeki bir bit 0'dan 1'e ya da 1'den 0'a değiştirilir. Mutasyonun amacı lokal minimumdan kaçmayı sağlamaktır. Mutasyondan sonra yeni nesil tamamlanmıştır ve işlem toplulukta uyumluluk fonksiyonu hesaplamasıyla devam eder [2,5,6,7]

4. PROBLEM FORM ÜLAŞ YONTJ

Sistemdeki toplam N generatörün aktif çıkış gücü, verilen kısıtlamalar içinde işletim maliyetini minimize edecek şekilde belirlenecektir. Bu çalışmada iletim kayıpları ihmal edilecektir. $n=N-1$ generatörün güçleri, işletme sınırları içinde raslantısal olarak seçilir. Referans generatörün gücü ki burada N. generatör olarak seçilmiştir, (2) denklemleriyle sınırlanır ($L=0$). Her bir serbest generatörün aktif çıkış gücü, binary olarak kodlanır. Bu kodlamayla oluşturulan çözümler genotip olarak adlandırılır. Başlangıçta raslantısal olarak sonlu sayıda genotip üretilir. Daha sonra bu n katarlı genotip, ondalık eşdeğerlerine dönüştürülerek $[P_1 P_2 \dots P_n]$ sekinde generatör çıkışları hesaplanır. Referans generatörün çıkış gücü denkleminde hesaplanır. Toplam işletim maliyeti her bir generatörün işletim maliyetinin toplamıdır. Toplam işletim maliyeti de genetik algoritma için kullanılan minimize edilmesi gereken uyumluluk fonksiyonudur. Bu çalışmada her bir generatörün işletme maliyet fonksiyonu

$$F_i(P_i) = a_i P_i^2 + b_i P_i + c_i + \left| d_i \sin(e_i (P_{i,\min} - P_i)) \right| \quad (8)$$

şeklinde alınmıştır. Bu işletim fonksiyonunda,

$$\left| d_i \sin(e_i (P_{i,\min} - P_i)) \right|$$

buhar vanalarının açılmasıyla oluşan süreksizlik noktalarını verebilmek için eklenir [5,6].

Bu şekilde uyumluluk fonksiyonu tanımlandıktan ve başlangıç topluluğu üretildikten sonra 3. bölümde verilen algoritmaya göre genetik algoritma operatörleri uygulanır. Algoritmanın sonuçlanma kriteri sonlu bir nesil sayısı alınarak belirlenir.

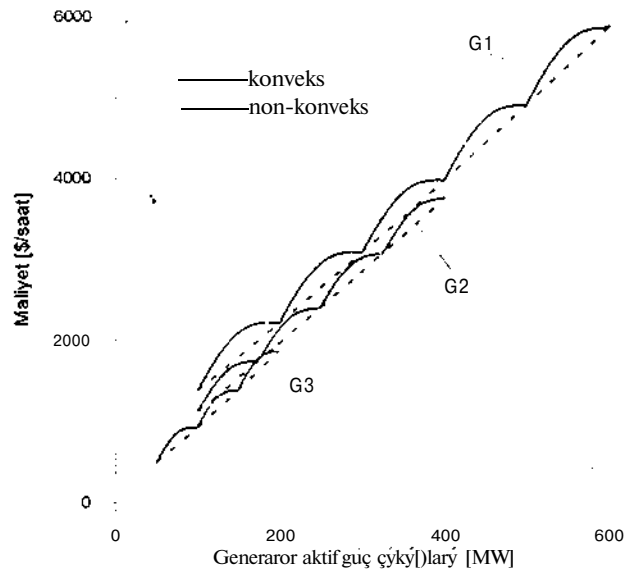
5. ÖRNEK SİSTEM

Bu incelemede yukarıda verilen problem formülasyonu, literatürde birçok uygulamada da göze alınmış olan üç generatörlü örnek sisteme uygulanmıştır. Wollenberg [1] den alınan örnek sisteme ilişkin veriler Tablo 1 'de verilmiştir. Generatörlerin işletme maliyet eğrileri konveks kabulü ile kesik çizgiler halinde Şekil 1 de verilmiştir. Pratikte geçerli olan konveks olmayan maliyet eğrileri de (8) denklemleriyle bulunduğu gibi, aynı şekilde kalın çizgilerle verilmiştir. Bu örnek sistem uygulamasında problem formülasyonu gereğince $n=2$ dir, 3 numaralı generatör, referans generatör olarak seçilmiştir.

Bu çalışmada, genetik algoritma için Matlab ortamında yazılmış bir program kullanılmıştır. Başlangıç topluluğunda raslantısal olarak üretilen genotip sayısı 50, mutasyon olasılığı 0.001 olarak alınmış ve algoritma 100 nesil sonunda sonuçlandırılmıştır. Genetik algoritmalar stokastik yöntemler olduğu için program, bu örnek için 5 kere çalıştırılmış ve bulunan en iyi çözüm sonuç olarak alınmıştır. Tablo 2 de genetik algoritma kullanarak elde edilen generatörlerin aktif çıkış güçleri ve DP sonuçları verilmiştir. Bu değerlerin ve hesaplanan işletme maliyet değerlerinin birbirleriyle uyduğu görülmüştür.

Tablo 1. Örnek sistem verileri

Parametre	1. generatör	2. generatör	3. generatör
Maksimum	600MW	400MW	200MW
Minimum	100MW	100MW	50MW
Maliyet fonksiyonu katsayıları			
a	0.001562	0.00194	0.00482
b	7.92	7.85	7.97
c	561	310	78
d	300	200	150
e	0.0315	0.042	0.063



Şekil 1. Generatörlerin işletme maliyeti eğrileri.

Tablo 2. Benzetim sonuçları

	GA Çözümü	DP Çözümü
1. generatör	300.3MW	300
2. generatör	400.1MW	400
3. generatör	149.7 M.W	150
Toplam maliyet	8234.1 \$/saat	8234.1 \$/saat

6. SONUÇLAR

Ekonomik yük dağıtım problemi sistem yükünü, generatörün işletme kısıtlamaları altında minimum maliyetle karşılamayı içerir. Bu problem, generatör işletme maliyet eğrileri konveks fonksiyon olduğunda ya da bu yaklaşıklık yapıldığında klasik optimizasyon teknikleriyle çözülebilir. Fakat pratikte bu eğriler konveks bir yapı göstermezler. Bu çalışmada ekonomik yük dağıtım problemine doğal evrim teorisine dayanan genetik algoritma uygulanmıştır. Genetik algoritmalar, amaç fonksiyonuna herhangi bir kısıtlama getirilmeden global optimuma ulaşmaları, başka bir deyişle konveks olmayan amaç fonksiyonlarını göz önüne almamızı sağlaması ve bilgisayar üzerindeki çözüm sürelerinin tatmin edici olması gibi özellikleri nedeni ile çeşitli güç sistemleri optimizasyon problemlerinin incelenmesinde kullanılabilir. Bu sunulan yöntemin bir örnek güç sistemi üzerinde uygulaması yapılmış ve elde edilen sonuçların doğruluk derecesi ve bilgisayar işlem hızı açısından tatmin edici olduğu görülmüştür.

7. KAYNAKLAR

[1] Wood, A.J., ve Wollenberg, B.F., *Power Generation, Operation & Control*, Wiley, New York, 1994.

[2] Goldberg, D.E., *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1989.

[3] Davis, L., *Handbook of Genetic Algorithms*, VanNostrand, New York, 1991.

[4] Liang, Z., and Glover, J.D., "A zoom feature for a dynamic programming solution to economic dispatch including transmission losses", *IEEE Trans.*, 1992, PWRS-7 (2), pp.544-550.

[5] Bakirtzis A., Petridis V., Kazarlis S. "Genetic Algorithm Solution to the Economic Dispatch Problem", *IEE Proc. - Gener. Transm. Distr.*, Vol 141, No.4, July 1994, pp. 377-381.

[6] Wong, K.P., Wong Y.W., "Genetic and Genetic/Simulated Annealing Approaches to Economic Dispatch", *IEE Proc. - Gener. Transm. Distr.*, Vol 141, No.5, September 1994, pp. 507-513

[7] (irero S O .Imne M R.. "Kconomic Dispatch of Generators \with Pruhhibited c^pcrating /ones: A genetic Algorİthm Appioach". //*/. Prot. .-<}: "icr. Transm. Disir. ,Vol 143, No.6, November i')96. pp 529-534

GAZİANTEP VE YÖRESİNDE 5 YILLIK ELEKTRİK ENERJİSİ İHTİYAÇ TAHMİNLERİ

Mehmet Oğuz HENGİR MEN, Serdar KABAK
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gaziantep Üniversitesi
27310 Gaziantep
E-mail: oguz@ga.ntep.edu.tr

Abdullah TANCAN
TED AŞ
Gaziantep

ABSTRACT

After privatisation of Electrical Power Systems, Power Plants, and Turkish National Electrical Generating and Distribution Companies, the self power generation of the private sector plants and companies became attractive in recent years. But , for this type of expensive establishments, a detailed forecast should be necessary. in this study, the power consumption forecast for Gaziantep is made by using Regression Analysis method in the basement of last 5 years.

ÖZET

Türkiye Elektrik Kurumu (TEK)'nun ve enerji üretim ve dağıtım sistemlerinin özelleştirilmesinden sonra, son yıllarda, özel sektör şirketlerinin enerji yatırımları konusunda kendi enerjilerini üretme istekleri gittikçe artmaktadır. Böyle pahalı yatırımlar için tabii ki bir ön araştırma şarttır. Bu çalışmada Gaziantep yöresinin son beş yıllık enerji tüketimi esas alınarak, Gerileme Metoduyla gelecek yılların enerji ihtiyacı tahminleri yapılmıştır.

1.GİRİŞ

Son yıllarda Türkiye Elektrik Kurumu (TEK)'nun özelleşmesiyle devlete ait üretim ve dağıtım sistemleri özel sektörün yönetimi ve kontrolüne geçmeye başlamıştır. Özellikle özel enerji yatırımlarının devlet tarafından teşvik ve desteklenmesi sonucu her fabrika kendi ihtiyacı veya fazlası kadar enerji üretmek istemekte ve kendi yatırımını yapmak için çalışmaktadır. Bu yatırımların verimli ve kazançlı olabilmesi için geleceğin enerji ihtiyacının bilinmesi gerekmektedir. Gaziantep'te 1994 yılından itibaren aylık enerji alımı bilgileri doğrultusunda (Tablo. 1), gerileme metoduyla, bilgisayar kullanılarak gelecek 5 yılın enerji ihtiyacı tahminleri yapılmıştır [1].

Tablo. 1. Gaziantep'in yıllara göre aylık elektrik tüketimi (kWhx1000).

	1994	1995	1996	1997	1998
OÇK	98127	100154	136082	151724	174712
ŞBT	91906	116611	119313	136853	163649
MRT	88660	103071	139177	156531	180402
NİS	88505	101341	121146	137475	137747
MAY	82438	91653	117395	145832	153028
HAZ	90570	99187	125784	147619	159492
TEM	101013	122713	136448	164680	181937
AĞS	101117	117446	139822	186384	185038
EYL	93312	11330	127521	132831	165804
EKM	92038	109461	137942	148012	151598
KAS	116803	126129	150892	168745	169227
ARL	119383	138854	160360	185597	188654
TPM	1.164bin	1.337bin	1.611bin	1.862bin	2.011 bin

2. MATERYAL VE METOD

Tahmin üretme metodları genellikle nitelikli veya nicelikli olarak sınıflandırılıp, matematiksel ve istatistik yöntemlere dayanmaktadır [2]. Zaman serileri modelleri ve kaosal modeller olmak üzere iki temel model kullanılmaktadır. Bunlardan zaman serisi analizi, bir değişkenin geçmiş zamanda almış olduğu değerlere karşılık, gelecek zamanda ne değerler alabileceğinin tahminidir. Kaosal modellerde ise, bir zaman serisi bilgileri diğer zaman serileri ile bağlantılıdır. Bu çalışmada gerileme metodu, zaman serisi modellerinde kullanılarak, aylık talunlar yapılmıştır.

2.1. Gerileme Metodu

Gerileme metodu , zaman serisi modellerinin değişken değerlerinin tesbitinde kullanılmakta olup, birçok zaman serisi zamanın basit bir doğrusal fonksiyonu olarak denklem (1)' de gösterilmiştir.

$$x_t = b_0 + b_1 t + s_t \quad (1)$$

Burada b_0 , kesişme noktasını, b_1 eğimi, s_t ise belirli bir zaman aralığındaki ortalamadan rasgele sapmayı gösü önektedir. Talimin tekniklerinin birçokr.ndr.

denklem (1)'deki değişkenlerin değer varsayımlarında "asgari kare" metodu kullanılmaktadır.

Zaman serisi işlemindeki ortalama, zamañlađı doğrusal olarak değışmekte olup t anındaki ortalama $b_x + b_2 t$ 'dir. T zaman aralığındaki uygun verilerin x_1, x_2, \dots, x_T olduğunu varsayarak uyarlanmış modeli;

$$\hat{x}_t = \hat{b}_1 + \hat{b}_2 t \quad (2)$$

ve uyarlanmış model ile verilen model arasındaki farkı (artık fark);

$$e_t = x_t - \hat{x}_t \quad (3)$$

olarak tanımlayabiliriz. b_x ve b_2 değerlerini tesbit edebilmek için uyarlanmış \hat{b}_1, \hat{b}_2 değerlerini öyle seçmeliyiz ki hataların kareleri toplamı olan,

$$SS_E = \sum_{t=1}^T (x_t - \hat{b}_1 - \hat{b}_2 t)^2 \quad (4)$$

en aza indirgenmelidir. Bu sebepten dolayı \hat{b}_1, \hat{b}_2 değerleri denklem (5)'i sağlamalıdır.

$$\frac{\partial SS_E}{\partial \hat{b}_1} = 0 \quad (5)$$

$$\frac{\partial SS_E}{\partial \hat{b}_2} = 0$$

Bunun sonucu olarak aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$-2 \sum_{t=1}^T (x_t - \hat{b}_1 - \hat{b}_2 t) = 0$$

$$-2 \sum_{t=1}^T (x_t - \hat{b}_1 - \hat{b}_2 t) t = 0$$

Bu denklemleri

$$\hat{b}_1 \sum_{t=1}^T (1) + \hat{b}_2 \sum_{t=1}^T t = \sum_{t=1}^T x_t \quad (6)$$

$$\hat{b}_1 \sum_{t=1}^T t + \hat{b}_2 \sum_{t=1}^T t^2 = \sum_{t=1}^T t x_t$$

şeklinde düzenleyerek asgari-kare norma] denklemleri diyebiliriz.

$$\sum_{t=1}^T t = \frac{T(T+1)}{2} \quad \text{ve} \quad \sum_{t=1}^T t^2 = \frac{T(T+1)(2T+1)}{6}$$

olduğundan normal denklemlerin \hat{b}_1, \hat{b}_2 değerlerini bulabilmek için şu şekilde çözebiliriz:

$$\hat{b}_1 = \frac{\sum_{t=1}^T x_t - \hat{b}_2 \sum_{t=1}^T t}{\sum_{t=1}^T (1)} \quad (7)$$

$$\hat{b}_2 = \frac{\sum_{t=1}^T t x_t - \frac{(\sum_{t=1}^T x_t)(\sum_{t=1}^T t)}{T}}{\sum_{t=1}^T t^2 - \frac{(\sum_{t=1}^T t)^2}{T}}$$

Gelecekteki bir $T + T$ zaman birimindeki gözlemi yapılmasına 'tahmin' denilmekte olup,

$$\hat{x}_{T+\tau}(T) = \hat{b}_1(T) + \hat{b}_2(T)[T + \tau] \quad (8)$$

denklemlerle hesaplanmaktadır. Ayrıca rasgele hata elemanının değışimini (p^{-2}) de hesaplamak faydalı olacaktır (denklem (9)).

$$a_s^* = \frac{\sum_{t=1}^T (x_t - \hat{x}_t)^2}{T-2} \quad (9)$$

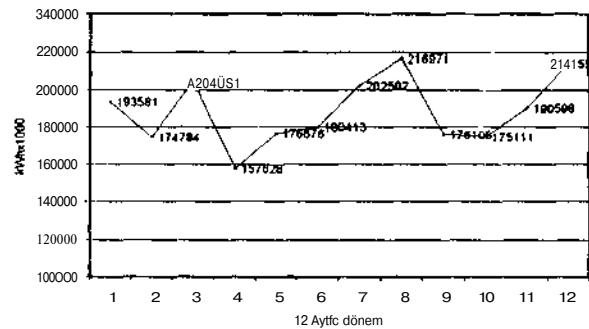
3.SONUÇLAR

Gerileme metodu denklemleri, yapılan bir bilgisayar programı kullanılarak çözülmüş ve aylık tahminler Tablo.2'de topluca verilip, yıllık olarak grafikleri çizdirilmiştir (Şekil. 1-6). Bu sonuçlardan da anlaşıldığı gibi Gaziantep ve yöresine gereken elektrik enerji miktarının 1999 yılında yaklaşık 250 bin kWh arttığı gözlenmiştir.

Tablo.2. Gelecek 5 yılın tahminleri (kWhx1000)

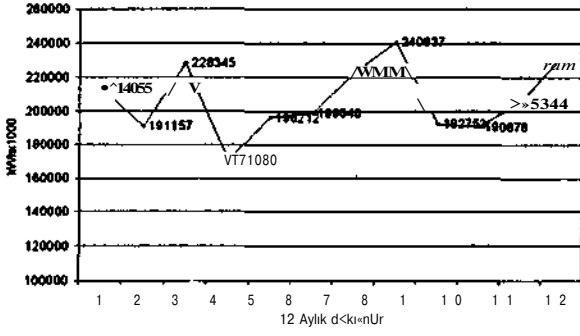
	1999	2000	2001	2002	2003
Ock	193581	214055	234529	255003	275411
Şbt	174784	191157	207530	223903	240276
Mrt	204651	228345	252040	275734	299428
Nis	157628	171090	184551	198013	211475
May	176676	196212	215748	235284	254820
Haz	180413	199040	217668	236296	254923
Tem	202502	222884	243265	263647	284028
Ağs	216971	240637	264303	287969	311635
Eyl	176105	192753	209402	226050	242699
Ekm	175111	190878	206645	222412	238179
Kas	190598	205344	220091	234837	249583
Arl	214155	232683	251212	269740	288269
TPM	2.263bin	2.485bin	2.706bin	2.930bin	3.150bin

1999 YILI TAHMİNLERİ



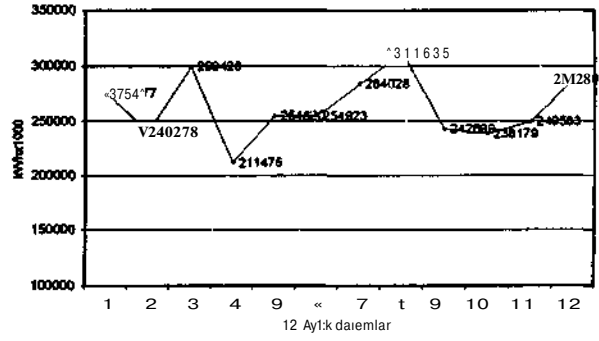
Şekil.1. 1999 yılı elektrik enerjisi ihtiyacı.

2000 YILI TAHMİNLERİ



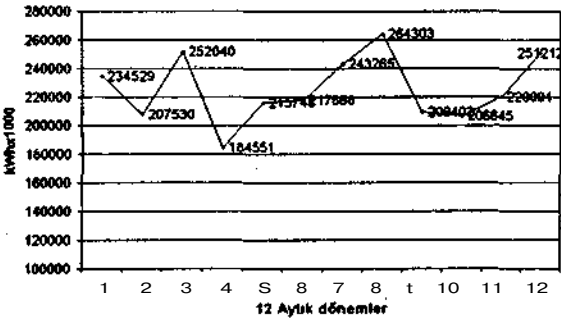
Şekil.2. 2000 yılı elektrik enerjisi ihtiyacı

2003 YILI TAHMİNLERİ



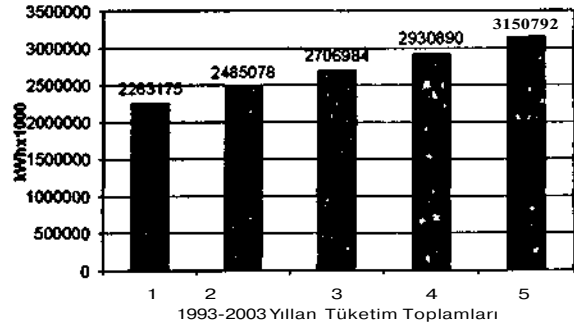
Şekil.5. 2003 yılı elektrik enerjisi ihtiyacı.

2001 YILI TAHMİNLERİ



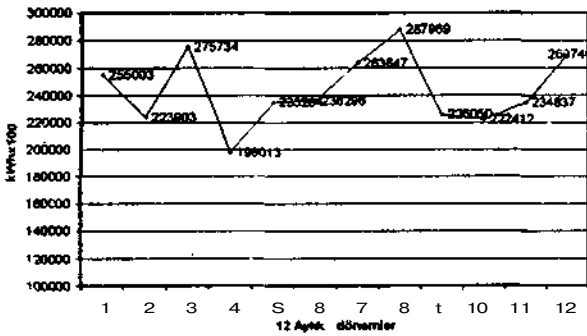
Şekil.3. 2001 yılı elektrik enerjisi ihtiyacı.

SYILLIK TAHMİN



Şekil.6. Yıllara göre toplam elektrik enerjisi ihtiyacı.

2002 YILI TAHMİNLERİ



Şekil.4. 2002 yılı elektrik enerjisi ihtiyacı.

4.KAYNAKÇA

- [1] TED AŞ Gaziantep verileri, 1999.
- [2] Montgomery, D.C., Johnson, L.A., "Forecasting and Time Series Analysis," Book, McGraw-Hill Co., pp. 7-21. 1976.

İLETİM HATTI VE TRANSFORMATÖR DEVRE DIŞI KALMASININ HIZLI BENZETİMİ VE GERİLİM GENLİĞİ SINIR AŐIMLARININ BELİRLENMESİ

Ramazan AĞLAR

İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik -Elektronik Fakültesi,
Elektrik Mühendisliği Bölümü
80626 Maslak, İSTANBUL
caglar@elk.itu.edu.tr

Aydoğan ÖZDEMİR

ozdemir@elk.itu.edu.tr

ABSTRACT

This paper presents a fast contingency screening method for voltage limit violations. Method holds line/transformer outages as a disturbance and uses Taylor series expansion of nodal power injections. Bus voltage increments are determined via reactive power residuals. Line outage analysis and simulations are carried out under normal network configuration and operation conditions. All the dependent system variables are calculated due to the changes in state variables.

1. GİRİŞ

Elektrik güç sistemi sürekli hal güvenlik değerlendirmesinde, başlıca hesaplama konularından birisi kısıtlılık (contingency) seçimi ve incelemesidir. Özellikle bütün olası kısıtlılıklardan en kritik olanlarının belirlenmesi ve incelenmesi gereksinimi vardır.

Kısıtlılık incelemelerinde, genel olarak, Başarım Belirteci, BB (Performans indisi, PI) esaslı ölçeklendirme ile tarama (screening) yöntemleri veya bunların hibrit modelleri kullanılmaktadır[1,2]. Ađıőılagelmiş kısıtlılık analizlerinde, çok sayıda kısıtlılık için, güç akışı eşitlikleri her defasında çözümlenerek, sistem durumu belirlenir. Bunu, hatların aşın yüklenmelerini ve bara gerilim limit aşımalarını saptamak için yapılan bir denetleme izler. Bu işlem özellikle büyük sistemlerde çok zaman alıcı bir işlemdir. Kısıtlılık seçimi ve incelemesini hızlandırmaya yönelik çeşitli çabalar vardır. Bu amaçla hızlı ayınklaőtırılmış güç akışı yöntemleri, seyrek matris yöntemleri, kısmi yeniden parçalamaya yöntemleri kullanılmaktadır[3,4,5,6].

Bu çalışmada iletim elemanı devre dışı kalması, normal çalışma koşullarında oluşan bir bozucu etki olarak göz önüne alınmış, bara güç eşitliklerinin Taylor serisi açılımı kullanılarak, bu bozucu etkinin katkısı, durum değişkenleri cinsinden belirlenmiştir. Bu nedenle durum değişkenlerinin kısıtlılık durumlarına duyarlılığını, normal koşullar altında yapılan güç akışı çözümlerinden yararlanarak belirlenmesi önem kazanmaktadır. Çalışmada, yük barası gerilim genlikleri

reaktif güç akıőındaki artık terimlerden yararlanarak hesaplanmıştır.

2. MATEMATİKSEL MODEL

Bir elektrik güç sisteminin bara güç eşitlikleri,

$$P_i = V_i \sum_{j \in \{i\}} V_j (G_{ij} \cos \delta_{ij} + B_{ij} \sin \delta_{ij})$$
$$Q_i = -V_i \sum_{j \in \{i\}} V_j (G_{ij} \sin \delta_{ij} - B_{ij} \cos \delta_{ij}) \quad (1)$$

$$i = 1, 2, \dots, NB$$

dir. Burada P_i , Q_i baraya ilişkin net aktif gücü, Q_i baraya ilişkin net reaktif gücü, $\{i\}$ ise i baraya bağlı baraların kümesini göstermektedir. (1) eşitlikleri normal koşullar altında sistem durumu için Şu şekilde özetlenebilir.

$$W_o = f(X_o, Y_o) \quad (2)$$

Burada, W_o normal çalışma koşullarında bara aktif ve reaktif güç vektörünü, X_o normal koşullar altında sistem durum değişkenleri vektörünü (salınım barası dışındaki haraların gerilim açılan ve yük barası gerilim genlikleri), Y_o normal koşullar altında devre parametreleri vektörünü göstermektedir. EĞer sisteme verilen güçte A W lik, veya devrede A Y lik bir değişim, yani generatör veya hat anzası olursa, durum değişkenleri vektöründe aşağıda verilen bağıntıyı sağlayan bir deĐiőme olacaktır.

$$W_B \cdot MV = f(X_o + \Delta X, Y_o + \Delta Y) \quad (3)$$

Normal çalışma noktası civarında (3) eşitliği Taylor serisine açılır ve ikinci ve daha yüksek mertebeli terimler ihmal edilir ve $\Delta W = 0$ olduğu dikkate alınır,

$$A W = f'(X_o, Y_o) \Delta X + f''(X_o, Y_o) \Delta Y + \left[f'''(X_o, Y_o) \Delta X \right] \Delta X = 0 \quad (4)$$

elde edilir. Bu nedenle durum değişkenleri,

$$AX = [f_x'(X_0, Y_0) + f_{xr}''(X_0, Y_0)AY] \quad (5)$$

olur. Bu bağıntı durum değişkenleri üzerindeki, hem generatör hem de hat/transformatör devre dışı kalması durumlarının birleşik etkisini vermektedir.

$$f_x'(X_0, Y_0) = \frac{\partial f(X, Y)}{\partial X} \Big|_{X=X_0, Y=Y_0} = /$$

olup / normal çalışma koşullarındaki Jacobian matrisidir.

Yalnızca hat/transformatör devre dışı kalması durumunda (AJf=0, AF*0 durumu),

$$A^* = [f_x'(X_0, Y_0) + f_{xr}''(X_0, Y_0)AY]^{-1} [-f_x'(X_0, Y_0)AY] \quad (6)$$

eşitliği elde edilir. (6) eşitliğindeki her bir terim normal koşullar altında yük akışı hesaplamalarından belirlenir. Dolayısıyla hat devre dışı kalma analizi ve benzetimi normal devre yapısı ve normal işletim modunda yapılabilir. Durum değişkenlerinin elde edilmesinden sonra, t_y i . ve j baralar arasındaki bir kademe değiştirici transformatörün kademe oranını, b_{ij} , ij hattı süseptansının yansıması göstermek üzere, ij hattındaki güç akışları aşağıdaki gibi olur.

$$P_{ij} = V_i V_j (G_{ij} \cos \delta_{ij} + B_{ij} \sin \delta_{ij}) - t_{ij} G_{ij} B_{ij} V_i^2 \quad (7)$$

$$Q_v = V_i V_j (G_{ij} \sin \delta_{ij} - B_{ij} \cos \delta_{ij}) + (t_{ij} B_{ij} - b_{ij}) V_i^2 \quad (8)$$

Durum değişkenleri AS ve AV/V ayrıştırmış güç akışı yöntemine göre,

$$\begin{bmatrix} TAP \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 & \sim 0 \\ \sim 0 & J_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta V/V \end{bmatrix} \quad (9)$$

eşitliğinden belirlenir. Burada,

$$J_1 = \frac{\partial P}{\partial \delta}, \quad J_4 = V \frac{\partial Q}{\partial V} \quad (10)$$

dir. Hat/transformatör devre dışı kalmasında, bara ayrışması (islanding) olmadığı varsayımıyla, devre yapısındaki değişimi belirten AY ve her iki grup durum değişkeni değişir. Ancak, bara gerilim genliği değişimi esas olarak (9) bağıntısından görüldüğü gibi reaktif güç değişimi ile ilişkilidir. Dolayısıyla,

$$AQ \equiv \frac{\partial Q}{\partial V} \frac{AV}{V} + \frac{\partial Q}{\partial Y} AY + \left[\frac{\partial^2 Q}{\partial V \partial Y} AY \right] \frac{AV}{V} \quad (11)$$

olur. Durum değişkeni olarak verilen AV/V (11) deki artık terimi sıfırlayacak yönde davranır, dolayısıyla,

$$\frac{AV}{V} = - \left[\frac{\partial Q}{\partial V} + \frac{\partial^2 Q}{\partial V^2} \cdot AY \right]^{-1} \frac{\partial Q}{\partial Y} \quad (12)$$

elde edilir. Tek bir ij iletim elemanının (hat/transformatör) devre dışı kalması,

$$AF^i = [0, 0, \dots, 0, -\frac{1}{V}, 0, \dots, 0] \quad (13)$$

ile belirtilebilir. Burada,

$$y_{ij} = |\dot{Y}_{ij}| = \sqrt{G_{ij}^2 + B_{ij}^2} \quad (14)$$

ile tanımlıdır, \dot{Y}_{ij} bara admitans matrisinin ij elemanıdır ve / vey baralar arasındaki eşdeğer admitansı, G_{ij} iletkenliği, B_{ij} ise süseptansı göstermektedir. Paralel hatlar durumunda uygun düzenleme yapılmalıdır[7]. Bu incelemede bara gerilim değerleri ile ügünlendiğinden (12) de verilen gerilim değişimlerinin, her kısıtlılık durumunda belirlenmesi amaçlanmaktadır. Bu ise ifadede görülen türev terimlerinin çıkarılmasını gerektirir. Bunun için öncelikle (1) de verilen bara güç eşitliklerinden reaktif gücün y_{ij} ye göre değişimini ifade edilmelidir[8].

$$\frac{\partial Q_i}{\partial y_{ij}} = \frac{Q_{ij}}{y_{ij}}, \quad \frac{\partial Q_j}{\partial y_{ij}} = \frac{Q_{ji}}{y_{ij}}, \quad \frac{\partial Q}{\partial y_{ij}} = 0 \quad k \neq i, j \quad (15)$$

elde edilir. (15) bağıntısında verilen elemanlar, i . ve j . baralara bağlı hatta karşılık gelen $f_y(X_0, Y_0)$ matrisindeki suırdan farklı dört elemandan ikisini göstermektedir. $f_{xr}''(X_0, Y_0)AY$ bileşenleri ise,

$$\begin{aligned} & \frac{\partial Q_i}{\partial V_i} \frac{\partial V_i}{\partial y_{ij}} = \frac{\partial Q_i}{\partial V_i} \left(\frac{\partial V_i}{\partial y_{ij}} \right) = \frac{\partial Q_i}{\partial V_i} \left(\frac{\partial V_i}{\partial y_{ij}} \right) \\ & \frac{\partial Q_j}{\partial V_j} \frac{\partial V_j}{\partial y_{ij}} = \frac{\partial Q_j}{\partial V_j} \left(\frac{\partial V_j}{\partial y_{ij}} \right) = \frac{\partial Q_j}{\partial V_j} \left(\frac{\partial V_j}{\partial y_{ij}} \right) \end{aligned}$$

dir. Bertier şekilde j barası için de türevler hesaplanır. Böylece bir ij hattının devre dışı kalmasında, tüm bir hesaplama için toplam 4 adet türev teriminin hesaplanması söz konusu olmaktadır. Bunlar' barası için;

$$[J_4]_{ij} = V_i V_j (G_{ij} \sin \delta_{ij} - B_{ij} \cos \delta_{ij})$$

olması nedeniyle,

$$V_i \frac{\partial^2 Q_i}{\partial V_i \partial y_{ij}} = \frac{2Q_{ij} - [J_4]_{ij}}{y_{ij}} \quad (18)$$

$$V_j \frac{\partial^2 Q_i}{\partial V_j \partial y_{ij}} = \frac{[J_4]_{ij}}{y_{ij}} \quad (19)$$

olur. Benzer yollarla/ barası için türev eşitlikleri,

$$V_i \frac{\partial^2 Q_j}{\partial V_i \partial y_{ij}} = \frac{[J_4]_{ji}}{y_{ij}} \quad (20)$$

$$V_j \frac{\partial^2 Q_j}{\partial V_j \partial y_{ij}} = \frac{2Q_{ji} - [J_4]_{ji}}{y_{ij}} \quad (21)$$

olur. Diğer durumlarda ise,

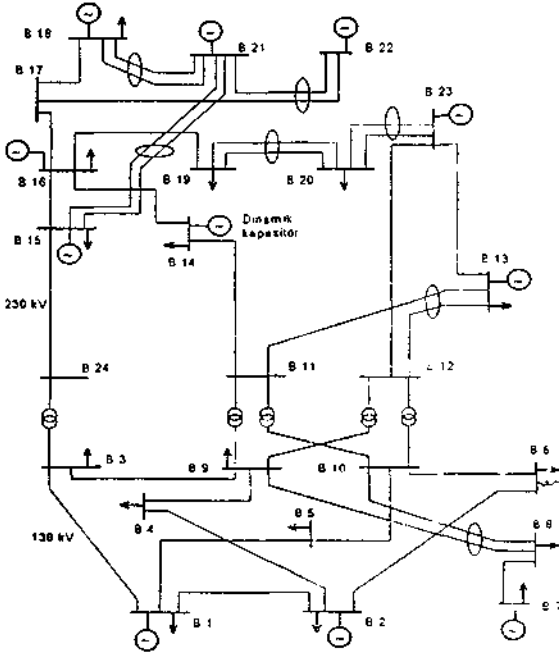
$$V_k \frac{\partial^2 Q_k}{\partial V_i \partial y_{ij}} = \frac{\partial^2 Q_k}{\partial V_i \partial y_{ij}} = 0 \quad k \neq i, j \quad (22)$$

$$V_k \frac{\partial^2 Q_k}{\partial V_k \partial y_{ij}} = \frac{\partial^2 Q_k}{\partial V_k \partial y_{ij}} = 0 \quad k \neq i, j$$

olur. Böylelikle yalnızca devre parametreleri ve temel durum çözümünden yararlanılarak gerilimler belirlenir ve kısıtlılık incelemelerinde gerilim bozulmaları için hızlı bir tarama olanağı sunar.

3. ÖRNEK SİSTEM İNCELEMESİ

Çalışmada önerilen gerilim taraması yöntemi, Şekil. 1 deki güvenilirlik incelemeleri için kullanılan test sistemi (IEEE RTS) üzerinde uygulanmıştır [9].



Şekil 1. IEEE RTS Güvenilirlik Test Sistemi

Bara gerilim değişimleri, her kısıtlılık durumu için hem doğrudan yük akışı yöntemiyle, hemde yaklaşıklık yöntemiyle hesaplanmıştır. Ancak yer sınırlaması göz önüne alınarak yalnızca bir hat devre dışı kalması durumu için gerçek ve yaklaşık bara gerilim değişimleri Tablo 1 de verilmiştir.

Tablo 1. IEEE RTS de, 6 ve 10 numaralı baralar arasındaki hattın devre dışı kalması sonrasında bara gerilim genliği değişimleri

Bara no	gerçek AV	yaklaşık AV
3	-0.0054	-0.0040
4	-0.0062	-0.0046
5	-0.0299	-0.0264
6	-0.2416	-0.1819
8	-0.0154	-0.0140
9	-0.0106	-0.0089
10	-0.0605	-0.0558
11	-0.0123	-0.0110
12	-0.0155	-0.0137
16	0	0.0000
17	1E-04	0.0001
19	0	0.0000
20	-0.004	-0.0030

Her kısıtlılık durumu için hesaplanan gerilim değişimlerini kullanarak, yük barası gerilim değerleri yaklaşık olarak belirlenmektedir. Bu şekilde bulunan gerilimler daha sonra sınır aşımın denetlenmesinden geçirilir ve söz konusu kısıtlılık durumunun gerilim bozulmaları üzerindeki etkisi belirlenir. Ayrıca gerilim değişimlerinin mutlak değerleri, belirli bir yanılğı pa1ı ile bir belirteç olarak kullanılabilir. Bu aynı zamanda, gerilim sınır aşımına en yakın baranın hangisi olduğu bilgisini de içermektedir. Tablo2 de buna göre yapılan bir sıralama verilmiştir.

Tablo 2. IEEE RTS de, gerilim genliği değişimi mutlak değerine göre hat devre dışı kalması kritiklik sıralaması

Devre dışı kalan hat	Baradan	Baraya	Yaklaşık max ΔV
10	6	10	0.1819
7	3	24	0.0465
4	2	4	0.0420
5	2	6	0.0267
9	5	10	0.0232
7	15	24	0.0215
14	9	11	0.0195
2	1	3	0.0188
15	9	12	0.0180
11	8	10	0.0156
13	3	9	0.0123
23	14	16	0.0114
8	4	9	0.0101
21	16	19	0.0093
17	10	12	0.0071

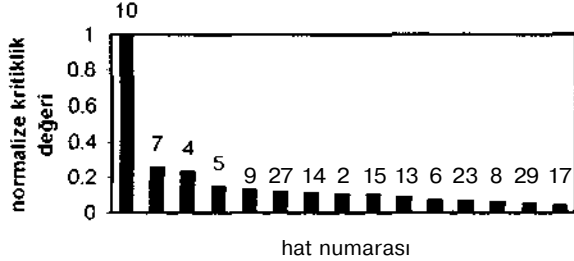
Tablo3 de ise karşılaştırma amacıyla, gerçek çözüm sonucu lanna w .ışıl gelmiş gerilim performans indisine (PI)

üöre yapılan kritiklik sıralaması verilmiştir. Kritiklik sıralaması kısıtlılığın gerilim bozulması üzerindeki etkisini gösteren indis değerine göre yapılmıştır. Tablo 3 te gerilim bozulması sonucunu veren kısıtlılıklar yer almaktadır. Görüldüğü gibi sıralamadaki yerleri biraz değişmekle birlikte gerilim bozulmalarına neden olan bütün kısıtlılıklar belirlenebilmektedir.

Tablo 3. RTS de gerilim genliği sınır aşımalarına neden olan iletim hattı devre dışı kalması kritiklik sıralamaları.

Yaklaşık $\max AV $ ye göre hat no	Gerçek devre çözümüne göre hat no	Gerilim Performans indis PI ye göre hat no
10	10	10
7	7	7
4	27	27
5	4	4
9	2	14
27	6	15
14	23	23
2	14	2
15	15	13
13	29	5
6	5	29
23	13	9
8	9	6
29	19	17

Bara gerilimleri sınır aşımaları bilgisini veren kritiklik değerleri Şekil 2. ve Şekil 3 de grafik olarak gösterilmiştir.



Şekil 2. $\max|AV|$ ye göre ilk 15 hattın kritiklik sıralaması



Şekil 3. Alışıl gelmiş PI göre Gerilim bozulması kritiklik sıralaması

4. SONUÇLAR

Yapılan benzetimler ve hesaplamalar, yük barası gerilim değişimlerinin gerilim genliği şuur aşımaları için bir başarımlı belirteci olarak kullanılabilceğini göstermektedir. Ayrıca elde edilen yük barası gerilim genliklerinin gerçek değerlere yakın olduğu görülmektedir.

5. KAYNAKÇA

- [1] Meliopoulos, A.S., Cheng, C.S, Xia F., "Performance Evaluation of Static Security Analysis Method" TEER Transactions on Power Systems, Vol. 9, No. 3, August 1994
- [2] Halpin, T.F., Fischl, R., Fink, R., "Analysis of Automatic Contingency Selection Algorithms", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 5, pp. 938-945, May 1984.
- [3] Ejebe, G.C., Wollenberg, B.F, "Automatic Contingency Selection", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, No.1, pp. 97-109, Jan/Feb. 1979.
- [4] Hadjsaid N., Benahmed M., Fandino J., Nerin G., "Fast Contingency Screening for Voltage-Reactive Considerations in Security Analysis", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 8, No.1, pp. 144-151, February 1993.
- [5] Ekwue A.O., Short M.J., "Improved Decoupled Contingency Selection Algorithm", Electric Power Systems Research, pp.215-223, 20 (1991).
- [6] Mori H., Tanaka H., Kanno J., "A Preconditioned Fast Decoupled Power Flow Method Contingency Screening", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 11, No. 1, pp. 357-363, February 1996.
- [7] Çağlar R., "Elektrik Güç Sistemlerinde Kısıtlılık Durumlarının Seçimine Dayalı Birleşik Sistem Güvenilirlik Değerlendirilmesi", Doktora Tezi, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, s. 59-68, Mayıs 1999.
- [8] Wang, X., McDonald, J.R., "Modern Power System Planning", McGraw-Hill Book Company, London, New York, 1994.
- [9] IEEE RELIABILITY TEST SYSTEM, IEEE Transactions on Power Apparatus Systems, Vol. PAS-98, No. 6, pp. 2047-2045, Nov./Dec. (1979).

ÇIKIŞ AKIM REGÜLASYONLU MATRİS DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE ÜÇ FAZLI (3Ø) DÜŞÜK FREKANSLI ŞEBEKE OLUŞTURULMASININ FİZİBİLİTE ÇALIŞMASI

İrfan Alan
Doç. Dr.
irfanal@eng.ege.edu.tr

Kazım Yumbul
Araştırma Görevlisi
kazim@bornova.ege.edu.tr

Selim Göksu
Yüksek Lisans Öğrencisi
selim@photonics.ege.edu.tr

Ege Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 35100, Bornova, İzmir

Abstract:

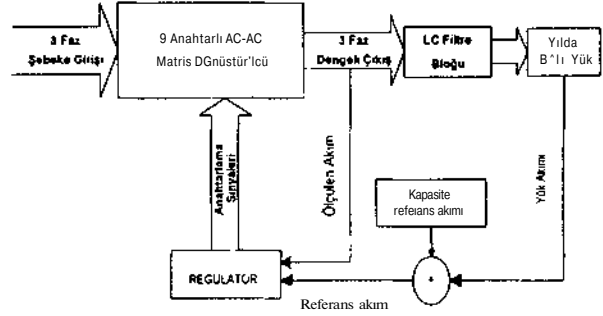
A new filtered output voltage and frequency control technique is employed for AC-AC matrix converter. An ultra low distortion output voltage waveform at a specified output frequency and amplitude is obtained via tight current regulation of the output. Utilization of tight current regulation helps decoupling any possible resonant interactions between input and output which may result due to the switching patterns of the matrix converters, filter inductor and capacitors, and the type of the load. To show the feasibility of the operation of the system a 3Ø, 1pu, 30Hz output voltage waveforms is obtained from a 3Ø, 3pu, 50Hz input voltage waveforms. Feasibility of the operation of the system is demonstrated using MATLAB Simulation Software Package.

1. GİRİŞ

AC-AC matris dönüştürücüleri girişte belli bir gerilim ve frekanstan çıkışta başka bir gerilim ve frekansa ara gerilim devrelerine ihtiyaç göstermeden direk dönüşüm yapabilen güç dönüştürücüleri sınırlamalarıdır.

Klasik olarak matris dönüştürücüleri belirli sınırlamalar dahilinde çıkış güç faktöründen bağımsız olarak girişlerinde birim, endüktif ya da kapasitif güç faktörlerinde çalıştırılabilirler. [1-3] Sözü edilen sınırlamalar girişteki maksimum endüktiflik ve kapasitiflik ayar aralığı açısından ve ayar aralığı çıkış güç faktörünün değerine bağlıdır. Böyle belirli sınırlamalar dahilinde istenilen bir güç faktöründe bu dönüştürücülerin çalıştırılması yükün cinsine ve o yük için belirlenmiş kontrol ve anaharlama algoritmasına bağlıdır.

Yukarıda sözü edilen tarzda üretilen çıkış gerilimlerinin istenmeyen harmonikleri oldukça fazla olup besledikleri yüklerde ilave harmonik



Şekil 1. Sistemin genel çalışmasına ilişkin blok şema

kayıplarına sebep olabilmektedirler. Çıkış harmonik gerilimlerini minimize etmek için kullanılacak muhtemel LC filtre elemanlarının hem kendi içlerinde hem de devrenin diğer parasitik endüktansları ile belirlediği bir rezonans frekansı vardır. Klasik olarak elde edilen çıkış gerilimlerinin frekans spektrumlarında çok değişik frekanslarda bileşenlerinin olma ihtimali ve bu bileşenlerin filtre devresinin belirlediği rezonans frekansında uyarıya sebep olup rezonansa getirerek çıkış geriliminin kontrol kaybına sebep olması muhtemeldir. Çıkış geriliminin genliklerinin bu tip kontrol kaybı değişik yöntemlerle kontrol altına alınabilir. Bu yöntemlerden biri aktif güç kaybı anlamına gelen pasif bastırma, bir diğeri aktif bastırma diye bilinen ve pasif bastırma kullanmadan pasif bastırmanın göreceği fonksiyonu bir takım kontrol mekanizmaları ile aktif olarak gerçekleştirme ve bir diğeri de bu makalede fizibilitesi gösterilen ÇİM akımlarının çok sıkı bir şekilde regülasyonudur [1].

Bu makalede Şekil 1'de blok diyagram olarak verilen matris dönüştürücü sisteminde 3Ø çıkış geriliminin genliği ve frekansı çıkışta üretilen referans gerilimi üretecek şekilde kontrol edilebilmektedir. Bu sistemde tanımlanan ya da ölçülen bir yük akımı için filtre kapasitesinin akım, dolayısıyla matris dönüştürücünün

çıkış akımı çok sıkı bir şekilde regüle edilmektedir. Bu sayede filtre elemanlarının ve parazitik devre endüktanslarının oluşturacağı rezonans frekansında çıkışta oluşabilecek kontrol kaybının önüne geçilmektedir. [4]

Çıkışta istenen referans gerilime yakın bir gerilim elde edebilmek aşağıda sıralanan faktörlerle çok yakından ilişkilidir:

- Sistemin tam yükte çekeceği akıma nisbeten tanımlanan filtre kapasite akımı,
- Filtre kapasite değeri,
- Matris dönüştürücü çıkışında kullanılan filtre endüktansının değeri,
- Giriş ve çıkış için seçilen gerilim genliklerinin değeri,
- Matris dönüştürücüsünde kullanılan anahtarlama frekansı.

Diğer taraftan bir kontrol sistemi tasarımı yapılırken, tasarım sırasında her ihtimali pratik olarak denemek zaman ve emek kaybına neden olduğundan, tasarım pratiğe dökülmeden önce sistemin matematiksel olarak modellenip bilgisayar ortamında simülasyonun yapılması, tasarımcıya, sistemin her koşulda nasıl davranacağını önceden görme kolaylığı sağlar. Dolayısıyla tasarımın daha sağlıklı ve daha kısa sürede sonlandırılması sağlanmış olur. Bu amaçla bu makalede fizibilitesi gösterilmek istenen sistem MATLAB simülasyon paketine uygun bir şekilde modellenmiş ve gerekli simülasyonlar yapılarak, istenen analiz sonuçları elde edilmiştir. Bu sonuçlar ile de sistemin fizibilitesi gösterilmiştir.

2. FİZİBİLİTESİ YAPILAN SİSTEMİN ÇALIŞMA PRENSİBİ:

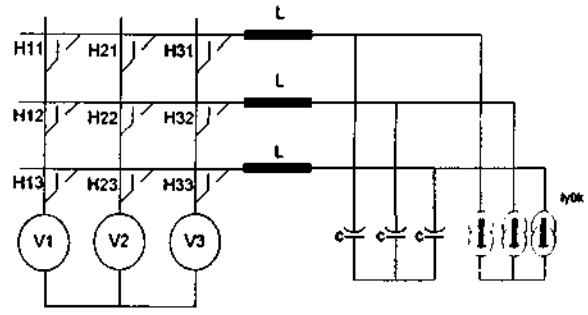
Matris dönüştürücü sistemlerinde çıkış büyüklükleri ile giriş büyüklükleri arasındaki ilişkiler literatürde varlık fonksiyonları diye adlandırılan anahtarlama fonksiyonlarının matrisel formu ile tanımlanır. Burada incelenen ve Şekil 2'de devre şeması gösterilen çıkış filtreli 9 anahtarlı AC-AC matris dönüştürücü için aşağıdaki tanımlamaları yapmak mümkündür.

Giriş gerilimleri:

$$\begin{bmatrix} v_{i1}(t) \\ v_{i2}(t) \\ v_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{im} \cos \omega_1 t \\ V_{im} \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ V_{im} \cos(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (D)$$

Çıkışta oluşturulmak istenen referans gerilimler:

$$\begin{bmatrix} v_{o1}^*(t) \\ v_{o2}^*(t) \\ v_{o3}^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_m \cos \omega_2 t \\ V_{om} \cos(\omega_2 t - 2\pi/3) \\ V_{om} \cos(\omega_2 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$



Şekil 2. Sistemin güç devresine ilişkin şema

Filtre edilmemiş çıkış gerilimleri:

$$\begin{bmatrix} v_{o1}(t) \\ v_{o2}(t) \\ v_{o3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & H_{13} \\ H_{21} & H_{22} & H_{23} \\ H_{31} & H_{32} & H_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i1}(t) \\ v_{i2}(t) \\ v_{i3}(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

Burada anahtarlama fonksiyonlarını temsilen matris içerisinde kullanılan Hij büyüklükleri Şekil 2'de gösterilen anahtarların iletim durumları için 1, kesim durumları için 0 değerini almaktadırlar. Matris dönüştürücünün hemen çıkışındaki filtre edilmemiş çıkış gerilimleri anahtarlama fonksiyonlarının aldığı değerlere ve giriş gerilimlerine göre belirlenmektedir.

Giriş akımları:

$$\begin{bmatrix} i_{i1}(t) \\ i_{i2}(t) \\ i_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & H_{13} \\ H_{21} & H_{22} & H_{23} \\ H_{31} & H_{32} & H_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o1}(t) \\ i_{o2}(t) \\ i_{o3}(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Burada giriş akımları belirli çıkış gerilimlerinde çıkıştan çekilen akımlara ve anahtarlama fonksiyonlarının aldığı değerlere göre belirlenmektedir.

Şekil 2'de matris dönüştürücünün çıkışında filtre endüktansları, filtre kapasiteleri ve sisteme bağlanan yükler görülmektedir. Şekilde 30°'li yük belirli bir gerilimde belli bir akım çeken akım kaynağı olarak düşünülmüştür. Şekil 2'de görülen matris dönüştürücü sisteminin simülasyonunun yapılabilmesi için aşağıda belirtilen bazı varsayımlar sadece birinci fazlar için gösterilmiş olup diğer fazlar için de benzer formüller dengeli faz faikı göz önüne alarak geliştirilmiştir.

Giriş Gerilimi:

$$v_{i1}(t) = 3^{birim} \sqrt{2} \cos 2\pi 50t \quad (5)$$

Filtre Kapasitesi Referans Gerilimi ve Akımı:

$$v_{o1}^*(t) = 1^{birim} \sqrt{2} \cos 2\pi 30t \quad (6)$$

$$i_{o1}^*(t) = 0.2^{birim} \sqrt{2} \cos 2\pi 30t \quad (7)$$

Yük Akımı (Yüke Bağlı):

$$i_{yük1}(t) = 1^{birim} \sqrt{2} \cos(2\pi 30t - \varphi_{yük}) \quad (8)$$

Yapılan varsayımlardan da anlaşılacağı üzere girişte 30-50Hz'lik bir şebekeden 9-anahtarlı bir matris dönüştürücü ile çıkışta 30-30Hz'lik bir şebeke elde edilmek istenmektedir. Sistemde çıkışta istenen referans gerilime en yakın filtre edilmiş bir gerilim elde etmek için filtre kapasitesi üzerindeki akım sıkı bir şekilde regüle edilmektedir. Yalnız akım regülasyonu filtre kapasitesinin akım yolu üzerinde değil filtre endüktansının akım yolu üzerinde yapılmaktadır. Bu nedenle yük akımı bilgisini akım regülatörüne geri besleme zorunluluğu vardır. Sistemin anahtarlama fonksiyonlarının her birinin her t anı için aldığı değer, yani hangi anahtarın ne zaman iletip ne zaman iletmeyeceği, çıkış filtre endüktansı üzerindeki akımın regülesinde kullanılan bang bang tipi akım regülatöründen elde edilen verilere göre belirlenmektedir. Filtre endüktans yolu üzerinde ölçülen akım referans akım ile karşılaştırılır ve ölçülen akım referans akıma yaklaştırılacak şekilde bir anahtarlama benimsenir. Tabiki burada anahtarlama frekansının rolü önemlidir. Sıkı bir akım regülasyonu için anahtarlama frekansı mümkün olduğu kadar yüksek seçilmelidir. Fakat anahtarlama frekansının yüksek olması her zaman sıkı bir akım regülasyonu anlamına gelmez. Çıkış akımını istenen referans değere sürecek şekilde giriş gerilimi her zaman çıkış gerilimine göre baskın olmalıdır. Simülasyonlarımızda anahtarlama frekansı 25kHz, giriş gerilimi 3 birim, çıkış gerilimi ise 1 birim seçilmiştir. Çıkış yük akımı 1 birim ve yük açısı 37 derece andüktif ve yük akımına nisbeten filtre kapasite akımı 0.2 birim seçilmiştir. Filtre kapasitesinin değeri çıkışta oluşturulmak istenen referans gerilime ve seçilen filtre kapasite akım değerine göre belirlenmekte olduğundan, yapılan varsayımlar altında simülasyonlarımızda kapasite değeri $C = 1.016\text{mF}$ seçilmiştir. Öte yandan sıkı bir akım regülasyonu için L filtre endüktans değerinin de uygun seçimi şarttır. Simülasyonlarımızda $L = 3\text{mH}$ seçilmiştir.

Filtre kapasite akımı istenilen referansına uygun olarak sıkı bir şekilde regüle edilerek elde edilmek istenen referans çıkış gerilimine çok yakın çıkış gerilimleri elde edilmiştir.

3. SİSTEMİN MATLAB İLE SİMÜLASYONU VE ANALİZ SONUÇLARI:

Yukarıda yapılan varsayımlar ve seçilen eleman değerleri için sistem MATLAB simülasyon paketine uygun bir şekilde modellenerek simüle edilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları aşağıda grafiklerle ayrıntılı olarak izah edilmiştir.

Şekil 3'te $3\angle-50\text{Hz}$ 3 birimlik rms giriş şebeke gerilimleri görülmektedir Gerilimlerin tepe değerinin 4 birimi geçmesinin sebebi rms ile tepe değer arasındaki ilişkidir.

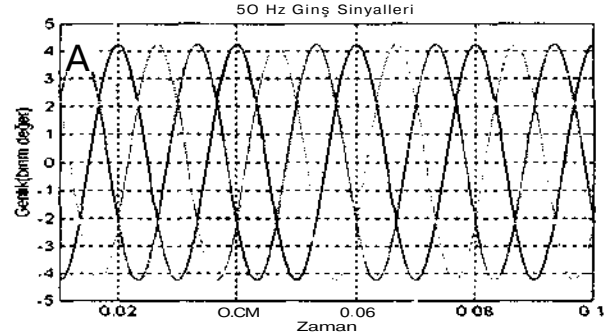
Şekil 4'te $3\angle-30\text{oll}$. 1 birimlik rms çıkışta elde edilmek istenen referans gerilimler görülmektedir. Bu referans gerilimlere ve filtre kapasitesinden akacak akımın boyutuna göre filtre kapasitesinin değeri belirlenmektedir.

Şekil 5.a'da 2. bölümde anlatılan çalışma prensibine göre elde edilen filtre edilmemiş çıkış gerilimi gösterilmiştir. Bu şekilde görülen gerilim çıkış 1. fazına ait olup matris dönüştürücü ile L filtre endüktansı arasında oluşan gerilimdir. Şekilden de görüldüğü üzere bu gerilimin temel bileşeninin ana hatları belli olmayıp frekans spektrumunda oldukça harmonikleri olan bir gerilim dalga şeklidir.

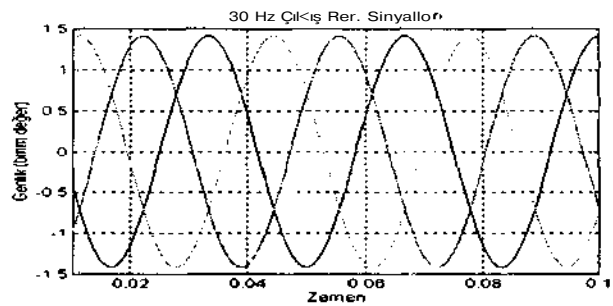
Şekil 5.b'de filtre kapasitesinin uçlarında istenen filtre edilmiş gerilimin üretilmesi için tanımlanmış filtre kapasite akım referansı ve regülasyon neticesinde elde edilen belli histerezise sahip kapasite akımı gösterilmiştir. Bu şekilde histerezisli kapasite akımı her ne kadar düzgün saf sinüs referans akımın üzerinden gidip onu kapatmış olsa da dikkatle bakıldığında saf sinüs referans kapasite akımı ayırt edilebilmektedir. Görüldüğü üzere kapasite akımı referans değerine oldukça yakın bir şekilde regüle edilebilmektedir. Dolayısıyla istenen referans gerilime çok yakın filtre edilmiş bir gerilim elde edilmelidir.

Şekil 5.c'de filtre endüktansı üzerinden akan regüle edilmiş akım ile saf sinüs referansı görülmektedir. Burada da saf sinüs referans her ne kadar belirgin olmasa da dikkatle bakıldığında ayırt edilebilir. Dikkat edilecek olursa filtre endüktans akımı hem 0.2 birimlik kapasite akımını hem de 1.0 birimlik yük akımını taşıdığından kapasite akımına göre genliği çok daha büyüktür.

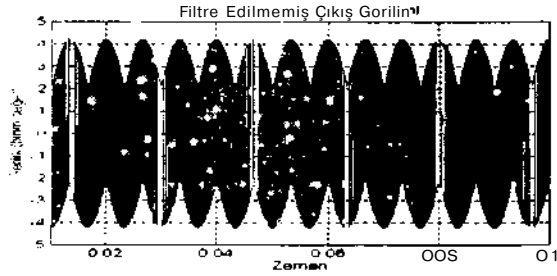
Bang bang tipi yapılan akım regülasyonu neticesinde elde edilen filtre kapasite ve filtre endüktans akımlarını inceledikten sonra, bu akım regülasyonu ile



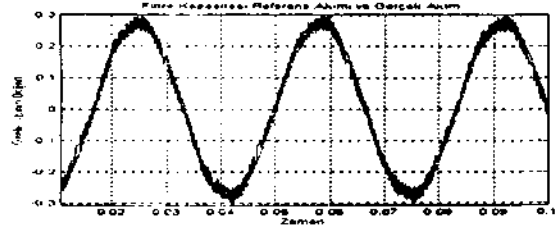
Şekil 3. Üç Faz Giriş Şebeke Gerilimleri



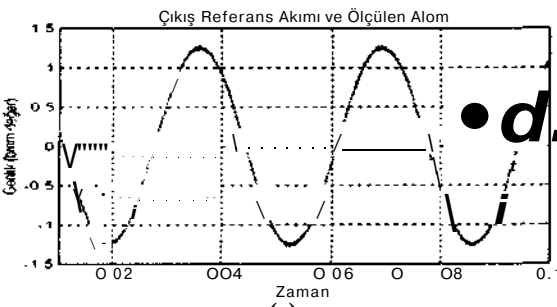
Şekil 4. Üç Faz Çıkış Referans Gerilimleri



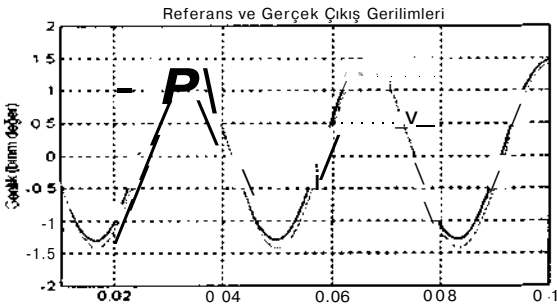
(a)



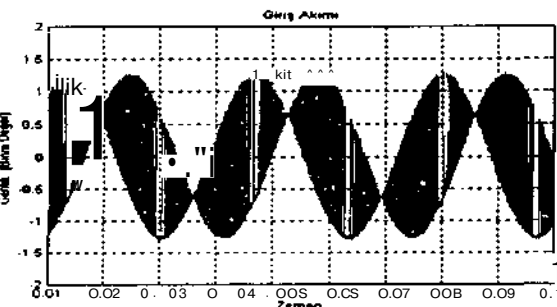
(b)



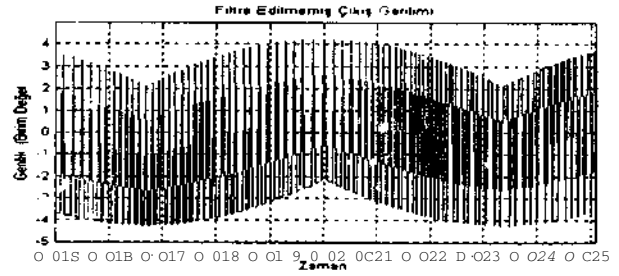
(c)



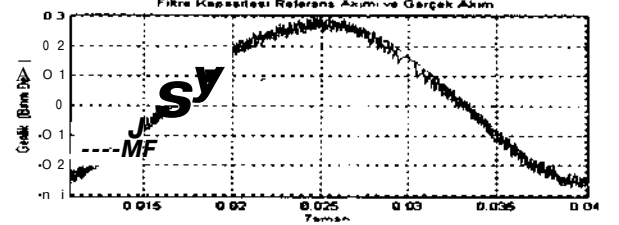
(d)



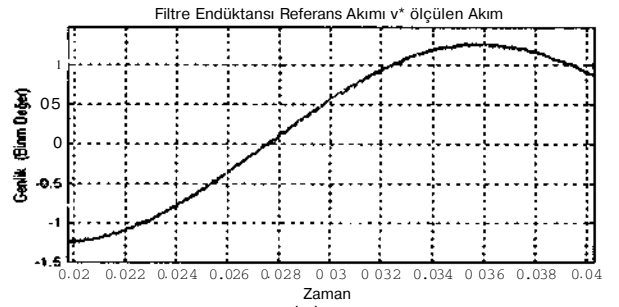
(e)



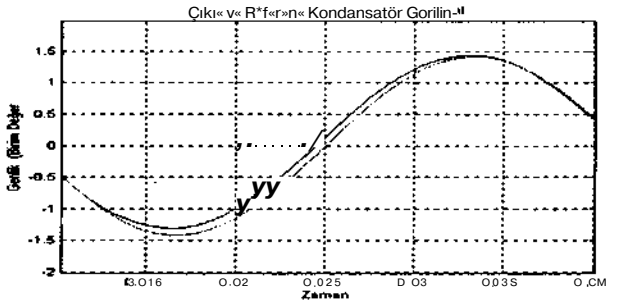
(a)



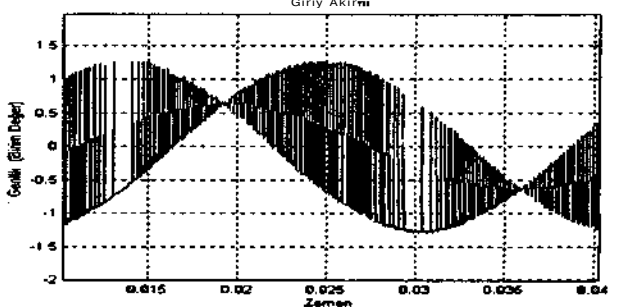
(b)



(c)



(d)



(e)

Şekil 5. (a) Filtre Edilmemiş Çıkış Gerilimi (b) Kapasite akımı ve Referansı (c) Filtre Endüktans Akımı ve Referansı (d) Çıkış Gerilimi ve Referansı (e) Girişten çekilen akım; NOT: Yukarıdaki büyüklükler sadece tek faz için verilmiş olup bütün grafiklerde zaman birimi saniyedir.

Şekil 6. Şekil 5'in daha küçük bir zaman aralığında genişletilmiş görüntüsü, (a) Filtre Edilmemiş Çıkış Gerilimi (b) Kapasite akımı ve Referansı (c) Filtre Endüktans Akımı ve Referansı (d) Çıkış Gerilimi ve Referansı (e) Girişten çekilen akım

elde edilen kapasite uçlarındaki filtre edilmiş çıkış gerilimi ve referansı da Şekil 5.d'de verilmiştir. Görüldüğü üzere elde edilen gerilim referansına göre bir çok az bir miktar daha küçük genlikli ve önden gitmektedir. Bunun sebebi Şekil 5.b'y'e bakılarak izah edilebilir. Şöyleki regüle edilen akımın temel bileşeni referansına göre çok az bir miktar önde gitmekte olup genliğide referansının genliği ile karşılaştırıldığında çok az bir miktar daha küçük olarak gerçekleşmektedir. Bu aslında kullanılan akım regülatörünün performansından ileri gelmektedir. Fakat neticede istenen referansa çok yakın saf sinüs filtre edilmiş gerilimler tanımlanan her türlü yük akım şartları altında bu şekilde elde edilebilir.

Şekil 5.e'de girişten çekilen akımın dalga şekli gösterilmiştir.

Şekil 6, Şekil 5'in daha küçük bir zaman aralığında genişletilmiş hallerini göstermektedir.

4. SONUÇ VE YORUMLAR

İncelenen sıkı akım kontrollü AC-AC matris dönüştürücü sistemiyle istenen frekansta, genlikte ve fazda filtre edilmiş saf sinüs bir şebeke oluşturulabileceği bilgisayar simülasyonu yapılarak gösterilmiştir. Sistemde 3<P-50Hz'lik bir şebekeden 30-30Hz'lik bir şebeke 25kHz'lik anahtarlama frekansı kullanılarak hemen hemen referansı ile aynı saf sinüs çıkış gerilimleri sıfır ile nominal arasında tanımlı her çeşit yük akımı için elde edilebilmektedir. Sistemde seçilen filtre elemanları için oldukça iyi sonuçlar elde edilmiş olup performansın daha da iyileştirilmesi seçilecek anahtarlama algoritmaları ile mümkündür. Performansın iyileştirilmesi için sistemin anahtarlama frekansının daha da artırılması anahtarlama kayıplarını arttıracak ve anahtarların güvenli çalışma bölgelerini zorlayabilecektir.

Sonuç olarak bu makalede fizibilitesi gösterilen yöntemle matris dönüştürücüleri kullanarak istenen frekansta, genlikte ve fazda saf sinüs filtre edilmiş çıkış referans gerilimlerini üretmenin çıkış kontrol kaybına yol açmadan ve her hangi bir de ya da ac ara gerilim devresine ihtiyaç göstermeden mümkün olabileceği gösterilmiştir.

5. KAYNAKÇA

[1] T.A.Lipo, D.M.Divan, "Solid State Power Conversion", UW-Madison ECE 712 kodlu ders notları, Fall 1989/1990.

[2] Alberto Alesina, Marco Venturini, "The Generalised Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input Power Factor." 1980 IEEE publications.

[3] Alberto Alesina, Marco Venturini "Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of θ -Switches Direct PWM AC-AC Converters" PESC (APRIL 1988).

[4] I. Alan, T.A. Lipo, "Feasibility Study of Battery Powered Induction Generator Maintained 3 phase 400 Hz Voltage Source Bus Utilizing HF AC Link and Pulse Density Modulated Converter Technology."

NASA Final Contractor Report, Contract No: NAG3-1447, Mayıs 1995.

[5] D.G. Holmes, T.A. Lipo, "Implementation of a Controlled Rectifier Using AC-AC Matrix Converter Theory".

[6] S.Sünter, H. Altun, "Matris Konvertörlerde Anahtarlama ve İletim Kayıplarının Hesaplanması İçin Bir Yöntem", ELMEKSEM'97 Bursa IV. Elektromekanik Sempozyum Kayıtları, s. 66-70, Aralık 1997.