

DOĞRULUĞU ARTIRILMIŞ KARE-KÖK DEVRESİ İLE KURULMUŞ DÜŞÜK GERİLİME UYGUN İKİNCİ DERECEDEDEN ALÇAK GEÇİREN SÜZGEÇ TASARIMI

Serdar MENEKAY¹

Rıza Can TARCAN²

Hakan KUNTMAN³

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Elektrik-Elektronik Fakültesi

İstanbul Teknik Üniversitesi, 34469, Maslak, İstanbul

¹e-posta: s.menekay@hho.edu.tr

²e-posta: rizacan@ehb.itu.edu.tr

³e-posta: kuntman@ehb.itu.edu.tr

Anahtar sözcükler: Akım-modlu kare-kök devresi, kare-kök bölgede filtreleme, MOSFET kısa-kanal etkilerinin azaltılması.

ABSTRACT

In this paper a current-mode square-root circuit with reduced short-channel effect is designed and a second order low pass filter using this circuit is proposed. It's suitable for standard CMOS fabrication and analog systems. The proposed filter circuit which has been simulated with SPICE simulator using 0.35 μm CMOS technology parameters, decreases THD compared to classical filter employing stack-MOS current-mode square-root circuit.

1. GİRİŞ

Düşük besleme gerilimiyle çalışan devrelere karşı sürmekte olan ilgi, sıkıştırıp-genişletme (comparing) tekniğine olan ilgiyi de arttırmıştır. Bu tip devrelerin en önemli avantajları geniş bir dinamik aralık sunmaları ve düşük gerilim, düşük güç uygulamaları için uygun oluşlarıdır.[1-5]

Translineer devrelerle ilgili yapılan araştırmalar incelendiğinde genellikle araştırmaların bipolar prosesin getirdiği veya zayıf evirtimde çalışan MOSFET'lerin karakteristiğinden ileri gelen üstel davranış üzerine yoğunlaştığı görülmektedir. Son yıllarda günümüzün IC fabrikasyon teknolojisi CMOS yapılarla daha fazla ilgilenmeye başlamıştır. Bu nedenle CMOS prosesinin I-V arasındaki kare-kök özelliği ilgi odağı olmuş ve araştırmacılar kare-kök bölgede çalışan (SRD-Square Root Domain) devre yapıları oluşturma çabası içine girmişlerdir. [6-8]

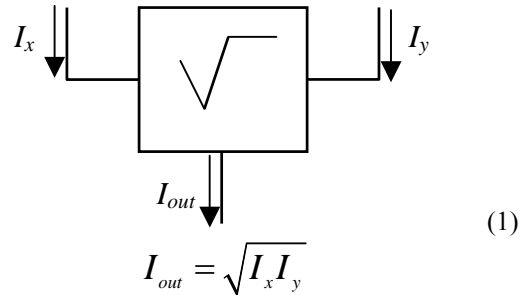
Kare-kök bölgede çalışan devreler oluşturulurken akım modlu kare-kök alma devrelerinden de yararlanılmaktadır [9]. MOS Transistörlerin I-V arasındaki kare-kök özelliğini kullanan bu devreler, günümüzdeki küçülen boyutlar nedeniyle oluşan idealsizlik etkileri sonucu ideal kare-kök fonksiyonunu gerçekleştiremez.

Tarcan [10] tarafından önerilen "Kısa kanal etkisinin azaltılmasına yönelik yöntem"den hareketle karekök alma devresi için kısa kanal etkilerini azaltan yeni bir yöntem oluşturulmuş ve uygulanarak doğruluğu artırılmış akım-modlu kare-kök devre yapısı önerilmiştir[11].

Bu çalışmada önceden önerilen doğruluğu artırılmış akım-modlu kare-kök devre yapısı daha basit olarak tasarlanmış ve yeni önerilen devre yapısı ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç yapısına uygulanmıştır. Analizler SPICE benzetim programıyla TSMC 0.35μm. LEVEL 3 tranzistor parametreleri kullanılarak gerçekleştirilmiş, önerilen devre ile kurulan süzgeç yapısının klasik devreli süzgeç oranla daha düşük THD'a sahip olduğu gösterilmiştir.

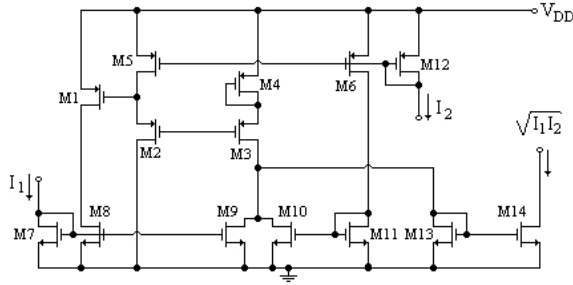
2. ÖNERİLEN KARE-KÖK DEVRESİ

Geometrik-ortalama hücresi (geometric-mean cell) olarak da bilinen kare-kök devresi Şekil-1'de görüldüğü gibi iki giriş ve bir çıkışı olan, tüm giriş ve çıkışları akım formunda olan bir devredir.



Şekil-1. Akım modlu kare-kök devre sembolü.

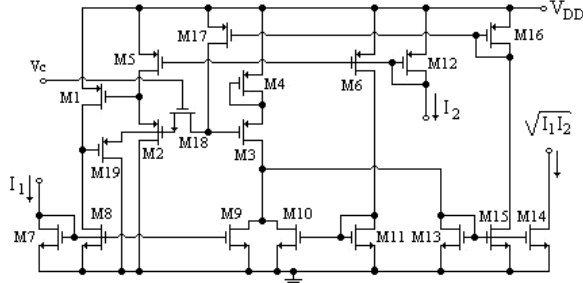
β , tranzistor geçiş iletkenliği parametresi, M1, M2, M3 ve M4 tranzistorlarının boyutları da $\beta_1=\beta_2=\beta$, $\beta_3=\beta_4=2\beta$ 'yi sağlayacak şekilde seçildiğinde, MOSFET'in karesellik kuralına uygun olarak devre Şekil-2'de sunulduğu üzere gerçekleştirilebilir.



Şekil-2. Akım-modlu kare-kök devresi.

Şekil-2’de verilen devrenin çıkışında, giriş akımları olan I_1 ve I_2 akımlarının çarpımının kare-kökü elde edilir. Transistor boyutları küçüldükçe kare-kök fonksiyonunda idealden sapmalar meydana gelecektir[11].

Bu idealsizlik etkilerini azaltmak için tasarlanan yeni devre yapısı, önceki devreye 5 adet MOS tranzistor eklenerek Şekil-3’deki gibi oluşturulabilir.



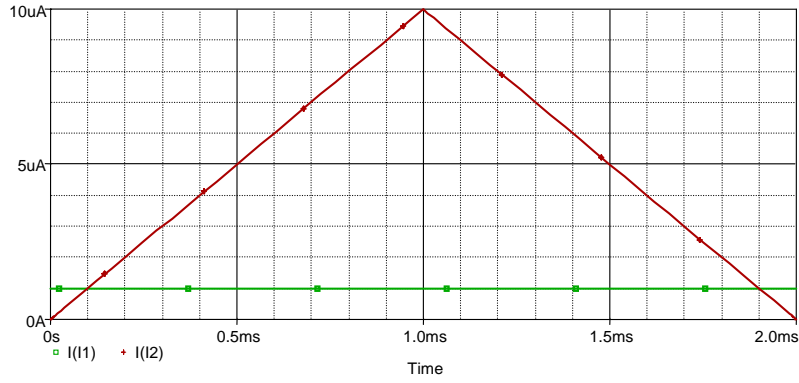
Şekil-3. Önerilen akım-modlu kare-kök devresi.

Şekil-3’de verilen devrede M18 nolu MOS tranzistoru direnç görevi görmektedir. Bunun üzerinden, M15, M16, M17, ve M19 tranzistorları sayesinde çıkışla orantılı bir akım akıtılarak M2 ve M3 tranzistorlarının geçit gerilimleri arasında bir gerilim farkının oluşması sağlanır. Bu da kısa kanal etkilerinden kaynaklanan hatayı azaltacaktır. V_c kontrol gerilimi ile de direnç görevi gören M18 tranzistorunun geçit-kaynak gerilimi değiştirilerek direnç değeri istenilen değere getirilebilecektir. Şekil-2 ve Şekil-3’te sunulan devrelerin çıkış akımlarının ve önerilen devrenin çıkış akımı üzerinde yaptığı düzeltmenin ortaya konabilmesi için devrelerin SPICE benzetimleri TSMC 0.35 μ m. LEVEL 3 tranzistor parametreleri ile Tablo-1’de belirtilen tranzistor boyutları kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

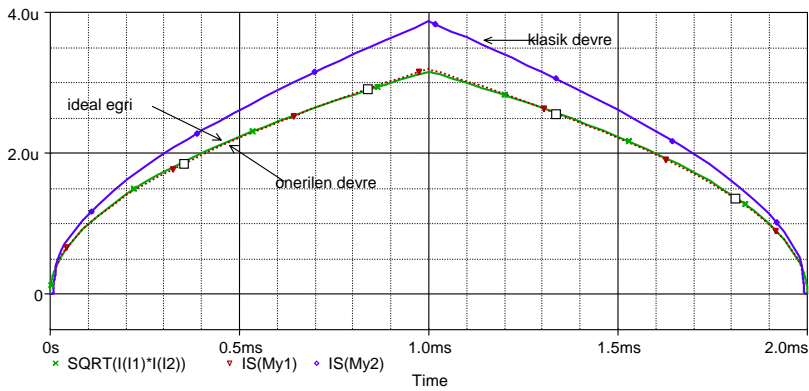
Tablo-1.: Tranzistor boyutları (μ m)

	W	L		W	L		W	L
M1	3	.7	M8	6	.7	M15	12	.7
M2	3	.7	M9	3	.7	M16	6	.7
M3	6	.7	M10	3	.7	M17	12	.7
M4	6	.7	M11	6	.7	M18	6	.7
M5	6	.7	M12	6	.7	M19	6	.7
M6	6	.7	M13	6	.7			
M7	6	.7	M14	6	.7			

Şekil 4’te verildiği gibi I_1 sabit 1 μ A ve I_2 maksimum değeri 10 μ A olan 2 ms. periyotlu üçgen dalga şeklinde alınmış ve her iki devrenin çıkışına bağlanan yük tranzistorlarından akan akımlar, ideal kare-kök fonksiyonu ile birlikte Şekil-5’te sunulmuştur.



Şekil-4. I_1 ve I_2 giriş akımları.



Şekil-5. İdeal kare-kök fonksiyonu ile devrelerin çıkış akımları.

Klasik devrenin maksimum akım hatası yaklaşık 0.71 μA iken önerilen devrenin çıkış akım hatası 0.04 μA 'dır. V_c gerilimi 2.55V iken I_C düzeltme akımı 13.4 μA olmuştur. Bu gerilim değerin değiştirilmesi ile çıkış akım fonksiyonunda da değişim yapmak mümkün olmaktadır. M18 tranzistoru M2 ve M3 tranzistorlarının geçitleri arasında bir gerilim değişimine sebep olmaktadır. Böylece önerilen devrenin çıkış akım hatası azaltılmaktadır. Beklendiği üzere, önerilen devrenin çıkış akım karakteristiği ideal kare-kök fonksiyonuyla neredeyse örtüşmektedir.

3. ÖNERİLEN DEVREYLE KURULAN İKİNCİ DERECEDEDEN ALÇAK GEÇİREN SÜZGEÇ DEVRESİ

İkinci dereceden bir süzgecin transfer fonksiyonu (1) nolu eşitlikte verildiği gibidir.

$$H(s) = \frac{as^2 + b\omega_o s + c\omega_o^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s + \omega_o^2} \quad (1)$$

$a=0$, $b=0$ ve $c=1$ alınırsa bu transfer fonksiyonuna sahip süzgeç ikinci dereceden bir alçak geçiren süzgeç olur ve transfer fonksiyonu da;

$$H(s) = \frac{\omega_o^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)s + \omega_o^2} \quad (2)$$

olacaktır. Durum uzayı yaklaşımına göre orijinal transfer fonksiyonu, durum uzayı denklemi haline getirilebilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_o \\ \omega_o & -\frac{\omega_o}{Q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_o \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3)$$

$$y = x_2$$

x_1 ve x_2 durum değişkenleri, düğüm gerilimleri, giriş de U gerilimi olarak alınırsa; ($x_1=V_1$, $x_2=V_2$, $u=U$)

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= -\omega_o V_2 + \omega_o U \\ \dot{V}_2 &= \omega_o V_1 - \frac{\omega_o}{Q} V_2 \end{aligned} \quad (4)$$

$$y = V_2$$

olacaktır. Denklemler sabit bir C değeri ile çarpılırsa;

$$\begin{aligned} C\dot{V}_1 &= -C\omega_o V_2 + C\omega_o U \\ C\dot{V}_2 &= C\omega_o V_1 - C\frac{\omega_o}{Q} V_2 \end{aligned} \quad (5)$$

$$y = V_2$$

elde edilecektir. Doymadaki MOSFET'in savak akımı bağıntısından yola çıkılarak, I_1 , I_2 ve I_U akımları aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$I_1 = \beta(V_1 - V_T)^2 \Rightarrow V_1 = \sqrt{\frac{I_1}{\beta}} + V_T \quad (6)$$

$$I_2 = \beta(V_2 - V_T)^2 \Rightarrow V_2 = \sqrt{\frac{I_2}{\beta}} + V_T \quad (7)$$

$$I_U = \beta(V_U - V_T)^2 \Rightarrow U = \sqrt{\frac{I_U}{\beta}} + V_T \quad (8)$$

Bulunan V_1 , V_2 ve U gerilim değerleri durum uzayı denkleminde yerine konursa;

$$\begin{aligned} C\dot{V}_1 &= -C\omega_o V_2 + C\omega_o U = C\omega_o(U - V_2) = C\omega_o \left(\sqrt{\frac{I_U}{\beta}} - \sqrt{\frac{I_2}{\beta}} \right) \\ C\dot{V}_2 &= C\omega_o V_1 - \frac{C\omega_o}{Q} V_2 = C\omega_o \left(V_1 - \frac{V_2}{Q} \right) \\ &= C\omega_o \left(\left(\sqrt{\frac{I_1}{\beta}} + V_T \right) - \frac{1}{Q} \left(\sqrt{\frac{I_2}{\beta}} + V_T \right) \right) \end{aligned} \quad (9)$$

$$y = V_2$$

elde edilir. I_o DC kutuplama akımının değeri değiştirilerek ω_o kutup frekansı da değiştirilebilir.

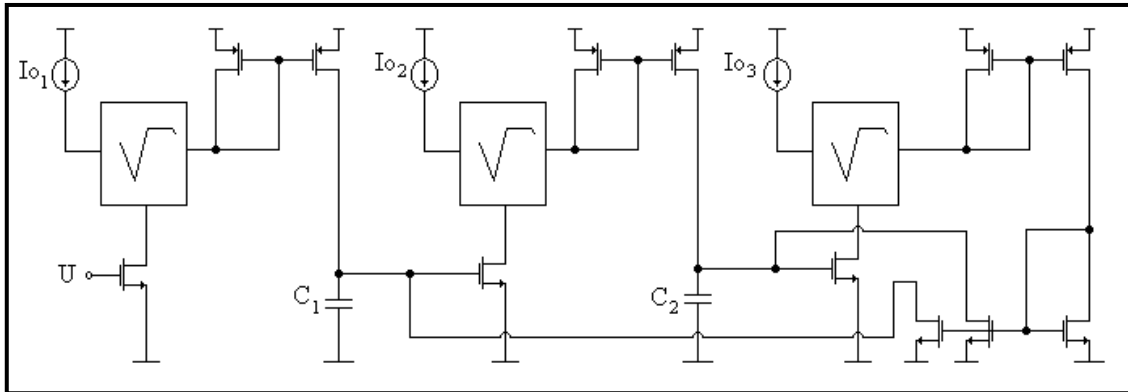
$$I_o = \frac{C \cdot \omega_o^2}{\beta} \Rightarrow \omega_o = \frac{\sqrt{I_o \cdot \beta}}{C} \quad (10)$$

Böylece durum uzayı denklemi aşağıdaki gibi olur.

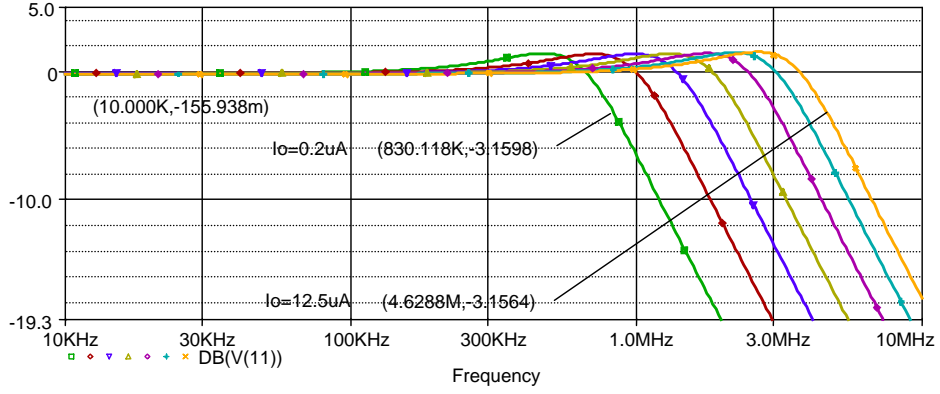
$$\begin{aligned} C\dot{V}_1 &= \sqrt{I_o \cdot I_U} - \sqrt{I_o \cdot I_2} \\ C\dot{V}_2 &= \sqrt{I_o \cdot I_1} - \sqrt{I_o \cdot I_2} + I_T \left(1 - \frac{1}{Q} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

$$y = V_2$$

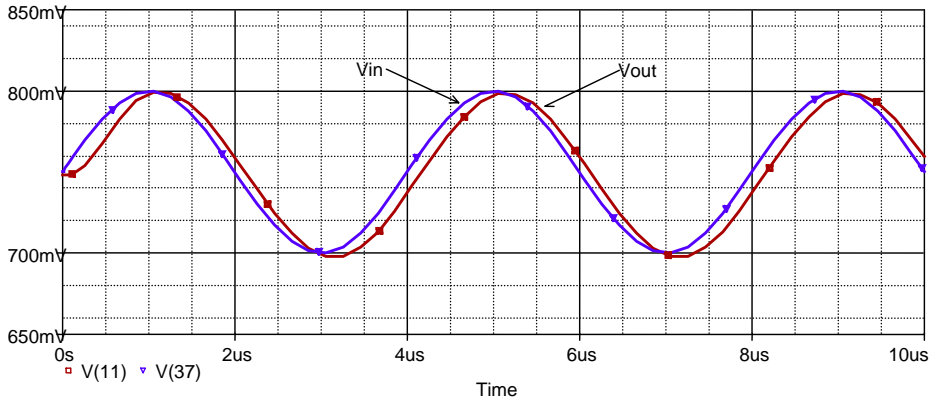
Q katsayısı 1 alınırsa I_T akım kaynağı devre dışı kalır. Bu durumda (11) denkleminde anlaşılacağı üzere üç tane kare-kök devresine, iki yük kapasitesine, birkaç akım aynasına, iki tane kutuplama akımı üretecek DC akım kaynağına ve I_1 , I_2 ile I_U akımlarını oluşturacak üç tane n-tipi MOSFET'e ihtiyaç vardır. Oluşacak devre diyagramı Şekil-6'da verilmiştir.[13]



Şekil-6. İkinci dereceden alçak geçiren süzgeç.

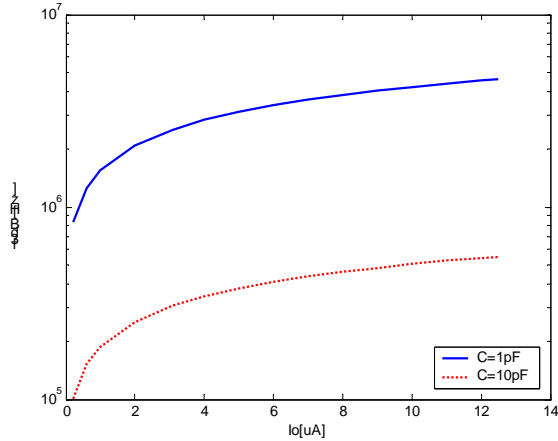


Şekil-7. İkinci dereceden alçak geçiren süzgecin kazanç-frekans eğrileri (I_o değişken $0.2\mu A$ - $12.5\mu A$).



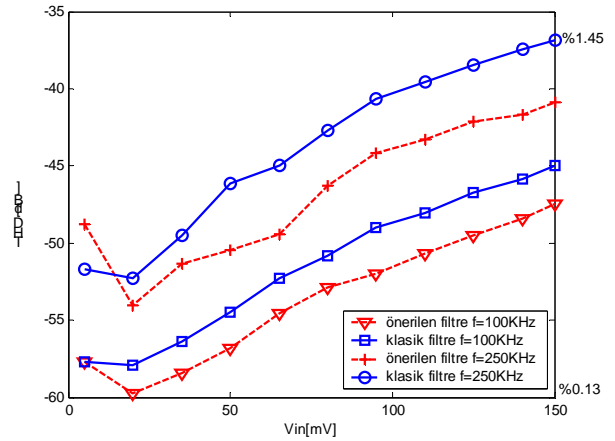
Şekil-8. İkinci dereceden alçak geçiren süzgeç giriş ve çıkış işaretleri.

Şekil-6'da verilen süzgeç devresinde I_o akım kaynaklarının değerleri aynı alınıp ($I_{o1}=I_{o2}=I_{o3}$), bu akım değerleri de $0.2\mu A$ ile $12.5\mu A$ arasında değiştirildiğinde, $C_1=C_2=1pF$ kapasite değerleri için kazanç-frekans eğrisinin değişimi Şekil-7'deki gibi, süzgecin girişine uygulanan 250KHz frekanslı $V_{pp}=100mV$ genlikli işaret ile çıkış işaretinde de Şekil-8'deki gibi olmaktadır. Kare-kök devreleri yerine önerilen yapı kullanılmıştır. I_o akım değeri değiştirildiğinde süzgeç kesim frekansı 830KHz ile 4.63MHz arasında değişmektedir. Şekil-9'da 1pF ve 10pF kapasite değerlerine karşılık süzgecin f3dB değişim aralığı görülmektedir.



Şekil-9. Süzgecin f3dB değişim aralığı.

Süzgeç yapısında bulunan 3 kare-kök devresi yerine Şekil-2'de verilen klasik kare-kök devresi ve Şekil-3'de verilen önerilen kare-kök devresi sırasıyla konmuştur. Bu durumda girişe 100KHz ve 250KHz'lik işaretler sırasıyla uygulanmış, çıkış düğümünde Fourier analizi yapılarak, oluşacak olan THD (Total Harmonic Distortion) değerleri, girişe uygulanan sinüs gerilim işaretlerinin değişen genlik değerlerine karşılık Şekil-10'da sunulmuştur. Görüldüğü üzere önerilen kare-kök devresi ile kurulan süzgeci çıkış işaretinde oluşacak olan bozulma, klasik kare-kök devreli yapıya oranla daha az olmaktadır.



Şekil-10. Süzgecin THD değerleri.

4. SONUÇ

Bu çalışmada doğruluğu artırılmış akım-modlu yeni bir kare-kök devre yapısı önerilmiştir. V_c kontrol gerilim değerinin değiştirilmesi ile çıkış akım fonksiyonunda da değişim yapmak mümkün olmaktadır. Yeni önerilen devre yapısı ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç yapısına uygulanmıştır. 1pF kapasite değeri için I_o akım kaynağının $0.2\mu A$ ile $12.5\mu A$ aralığında değiştirilmesi ile f3dB frekans değişim aralığı 3.8MHz. olmaktadır. Tüm analizler SPICE benzetim programında TSMC 0.35 μm . LEVEL 3 tranzistor parametreleri ile gerçekleştirilmiştir. Önerilen devre ile kurulan süzgeç yapısının klasik devreli süzgece oranla daha düşük THD'a sahip olduğu, gerçekleştirilen Fourier analizleri ile gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] R. W. Adams "Filtering in the log-domain" in 63rd AES Conf., New York, 1979, preprint 1470.
- [2] D. R. Frey, "Exponential state-space filters: A generic current mode design strategy" IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol.43, pp.34-42, Jan.1996.
- [3] E. M. Drakakis, A. J. Payne and C. Toumazou, "Log-domain state-space: A systematic transistor-level approach for log-domain filtering", IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol.46, no.3, pp.290-305, Mar.1999.
- [4] E. M. Drakakis, A. J. Payne and C. Toumazou, "Log-domain filtering and Bernoulli cell" IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol.46, no.5, pp.559-571, May 1999.
- [5] W.Germanovix, G.O'Neill, C.Toumazou, E. M. Drakakis, R. I. Kitney and T. S. Lande, "Analogue micropowered log-domain tone controller for auditory prostheses", Electr. Lett. Vol.34, no.11, pp.1051-1052, May 1998.
- [6] A. Payne and C. Toumazou, "Linear transfer function synthesis using non-linear IC components" Proceedings ISCAS'96 Atlanta, USA, I, pp. 53-56.
- [7] J. Mulder, A. van der Woerd, W. Serdjn and A. van Roermund, "A current-mode companding x-domain integrator" Electronics Letters 32, pp.198-199, 1996.
- [8] M. Eskiyeerli and A. Payne, "Square root domain filter design and performance" Analog Integrated Circuits and Signal Processing 22, pp. 231-243, 2000.
- [9] E. Seevink and R. Wiegink, "Generalized translinear circuit principle" IEEE Journal of Solid State Circuits 26, pp. 1098-1102, 1991.
- [10] R. C. Tarcan and H. Kuntman, "A New Low Distortion Analog Multiplier", AEU International Journal of Elec. and Communications, Vol.57, No.6, pp. 365-371, 2003.
- [11] .S. Menekay, R. C. Tarcan, H. Kuntman, "Doğruluğu Artırılmış Akım Modlu Kare-kök Devresi", SIU'2006: IEEE 14.Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, (CD-ROM), 16-19 Nisan 2006, Belek.
- [12] G. J. Yu, J. J. Chen, H. Y. Lin, B. D. Liu, and C. Y. HµAng, "A low-voltage low-power log-domain band-pass filter", in Proc. Int.Symp. on VLSI Tech.,Syst. And Applications, Hsinchu, Taiwan, April 23-25, 2003
- [13] J.J.Chen "Design and Hardware Implementation of the Low Voltage Square Root Domain Filters" Thesis for Master of Science, Department of Electrical Engineering National Cheng Kung University Tainan, Taiwan, R.O.C., June 2003.