

TÜMDEVRE RADYO ALICILARINDA AKIM MODLU ALICI TEMEL BANT KATI TASARIMI

Fevzi Erdal KARAĞAÇ

Ali TOKER

İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

80626, Maslak, İstanbul

e-posta:erdalk@ttnet.net.tr

e-posta: alitoker@ehb.itu.edu.tr

Anahtar sözcükler: Aktif Süzgeçler, Akım Modlu Devreler, Değişken Kazançlı Kuvvetlendiriciler

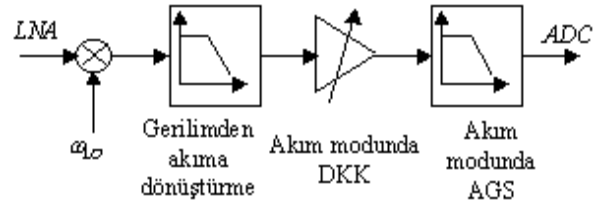
ABSTRACT

In this study, in order to inherit the known advantages of the current-mode operation, a current-mode baseband architecture is proposed for integrated RF receivers. The baseband circuitry is composed of a filter, a variable gain amplifier (VGA), and an analog-to-digital converter (ADC). However, ADC is not in the scope of our study. In the proposed architecture, the voltage-to-current conversion is performed during lowpass filtering in the first stage, where some variable gain is also provided. Thus, lowpass filter and variable gain amplifier is merged in the same stage. The following stage is a lowpass biquad that performs further filtering of the undesired signals. The simulation results show that the proposed architecture is suitable for low-voltage, low-power applications.

1. GİRİŞ

Çok geniş ölçekli tümleştirme (VLSI) teknolojisindeki gelişmeler büyük ölçekteki sayısal devrelerin verilen silisyum alanına sığdırılmasına olanak vermekte ve bu durumda güç tüketimini sınırlamak amacıyla, düşük besleme gerilimlerinde çalışma zorunlu olmaktadır. Öte yandan analog ve sayısal sistemlerin aynı tümdevre içerisinde gerçekleşmesi durumunda düşük besleme gerilimlerinde çalışma analog kısmın dinamik aralığını düşürmektedir [1]. Bu sorunu çözebilmek için işaret gösterimi gerilim yerine akım olarak değiştirilmelidir. Çünkü, genelde akım modlu devrelerde düğüm empedansları düşük olduğundan gerilim salınımları da azalmakta ve işaret aralığı artık besleme gerilimi ile sınırlı olmamaktadır [2,3]. Ayrıca düşük empedans düğümleri nedeniyle, akım modlu devreler yükselme eğimi sınırlamalarından da neredeyse bağımsızdır ve bu sayede yüksek hız gerektiren uygulamalar için de uygundur [4,5]. Bu çalışmada, akım modlu çalışmanın bu avantajlarını tümdevre radyo alıcılarının temel bant katında kullanılabilmesi amacıyla Şekil-1'deki devre yapısı önerilmiştir. Bu yapının ilk katı, RF karıştırıcı çıkışındaki gerilim işaretini akıma dönüştürmekte ve gerilimden akıma alçak geçiren süzgeç (AGS) işlevi görmektedir. Bu süzgece aynı zamanda değişken

kazanç sağlama işlevi de üstlendirilmiştir. Böylece Şekil-1'deki ilk iki kat aslında tek bir blok olarak gerçekleştirilmektedir. Bir sonraki kat ise daha fazla filtreleme yapmak amacıyla tasarlanan akım modlu ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç devresidir. Sonuç olarak dördüncü dereceden süzgeç ile kısmi kanal seçimi öngörülmektedir.

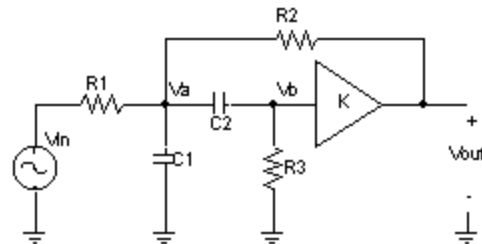


Şekil-1 Önerilen akım modlu alıcı temel bant yapısı.

Bölüm-2'de temel bant aktif süzgeci oluşturan ikinci dereceden alçak geçiren devreler incelenmiştir. Bölüm-3'de süzgeç devrelerinde kullanılan aktif eleman yapısı ve akım modlu değişken kazançlı kuvvetlendirici (DKK) yapısı verilmiştir. Benzetim sonuçları Bölüm-4'de sunulmaktadır. Bölüm-5 ise sonuç bölümüdür.

2. TEMEL BANT AKTİF SÜZGECİ

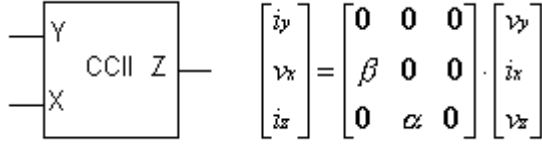
Şekil-2'de verilen klasik Sallen-Key bant geçiren süzgecin birim kazançlı kuvvetlendirici ile gerçekleştirilmesi durumunda, geribesleme direnci (R_2) akımı alçak geçiren özelliktedir ve bu akım devre yüklenmemişken aynı zamanda tampon devrenin çıkış akımıdır.



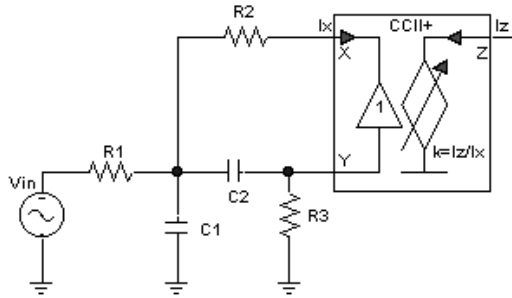
Şekil-2 Klasik Sallen-Key bant geçiren süzgeç.

Bu özellikten yararlanarak ve aktif eleman olarak sembolü ve tanım bağlantısı Şekil-3'de verilen ikinci

nesil akım taşıyıcı (CCII) kullanmak suretiyle Şekil-4 deki gerilimden akıma ikinci dereceden alçak geçiren süzgeç yapısı oluşturulmuştur. Şekil-3 de verilen CCII nin tanım bağıntısında β y-x arasındaki gerilim kazancını, α ise x-z arasındaki akım kazancını ifade etmektedir. Akım kazancının işaretine göre CCII pozitif veya negatif olarak adlandırılmaktadır [6].



Şekil-3 CCII sembolü ve tanım bağıntısı.



Şekil-4 Gerilimden akıma alçak geçiren süzgeç.

Şekil-4 deki devrede y-x birim kazançlı hücre gerilim tampon devresi olarak çalışmakta, R_2 üzerindeki akım ise birim kazançlı akım hücresi ile x ucundan z ucuna taşınmaktadır. Böylece yüksek çıkış empedanslı, bir başka ifadeyle akım modunda kaskat bağlamaya uygun bir transadmitans süzgeç elde edilmektedir.

Bu devrenin transfer fonksiyonu $\beta=1$ için (1) bağıntısı ile verilmektedir. Bu bağıntıdan da görüleceği üzere CCII nin akım kazancı α , transfer fonksiyonunun sadece pay polinomunda yer almaktadır. Dolayısıyla, α değiştirilerek AGS nin karakteristiği bozulmadan değişken kazanç elde edilebilir.

$$\frac{I_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\alpha}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{s^2 + s \cdot \left[\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{R_1 C_1} \right] + \frac{1}{R_3 C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (1)$$

Bu devrenin doğal frekansı ω_0 , kalite faktörü Q ve DC geçiş iletkenliği H_0 ile ilgili bağıntılar sırasıyla (2), (3) ve (4) denklemleri ile verildiği gibidir.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (2)$$

$$\frac{1}{Q} = \left[\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{R_1 C_1} \right] \cdot \sqrt{\frac{R_1 R_3 C_1 C_2}{1 + R_1/R_2}} \quad (3)$$

$$H_0 = \frac{\alpha}{R_1 + R_2} \quad (4)$$

(4) bağıntısından anlaşılacağı üzere, eğer R_1 ve R_2 dirençleri için lineer poli-silisyum dirençler

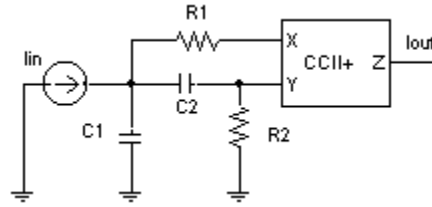
kullanılırsa, gerilimden akıma dönüştürme işlemi oldukça lineer bir şekilde gerçekleştirilebilir.

Ayrıca bu devrenin pasif eleman duyarlılıkları Sallen-Key bant geçiren devrenin pasif eleman duyarlılıkları ile aynıdır. Yalnızca, devrenin DC geçiş iletkenliğine ait duyarlıklar kendine özgüdür ve (5) ile (6) denklemleri ile verildiği gibidir.

$$S_{R_3}^{H_0} = S_{C_1}^{H_0} = S_{C_2}^{H_0} = 0 \text{ ve } S_{\alpha}^{H_0} = 1 \quad (5)$$

$$S_{R_1}^{H_0} = -\frac{1}{1 + R_2/R_1} \text{ ve } S_{R_2}^{H_0} = -\frac{1}{1 + R_1/R_2} \quad (6)$$

Temel bant süzgeç yapısının son katını oluşturan akım modlu ikinci dereceden alçak geçiren devre Şekil-5 de görülmektedir [7]. Bu devrenin akım transfer fonksiyonu ise, $\alpha=1$ ve $\beta=1$ için, (7) denklemi ile verilmektedir. Devrenin doğal frekansı ω_0 ve kalite faktörü Q ya ait bağıntılar (8) ve (9) ile verildiği gibidir.



Şekil-5 Artarda bağlanabilir akım modlu alçak geçiren süzgeç.

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{s^2 + \left[\frac{1}{R_2} \cdot \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \right] \cdot s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (8)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{C_2}{C_1}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1}} \quad (9)$$

Şekil-5 den bu devrenin de birbiri ardına bağlanmaya elverişli olduğu görülmektedir. Bu devreye ait pasif eleman duyarlılıkları (10) ve (11) denklemleri ile verilmiştir [7].

$$S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (10)$$

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_1 + C_2} \quad (11)$$

Devrede kapasite değerleri eşit seçilirse kalite faktörünün kapasitelere duyarlılığının sıfır olacağı (11) bağıntısından görülebilir. Bu durumda devrenin pasif eleman duyarlılıkları oldukça iyi olmaktadır.

Tablo-1 DECT sistemi için Şekil-4 ve Şekil-5 deki süzgeçlerin eleman değerleri.

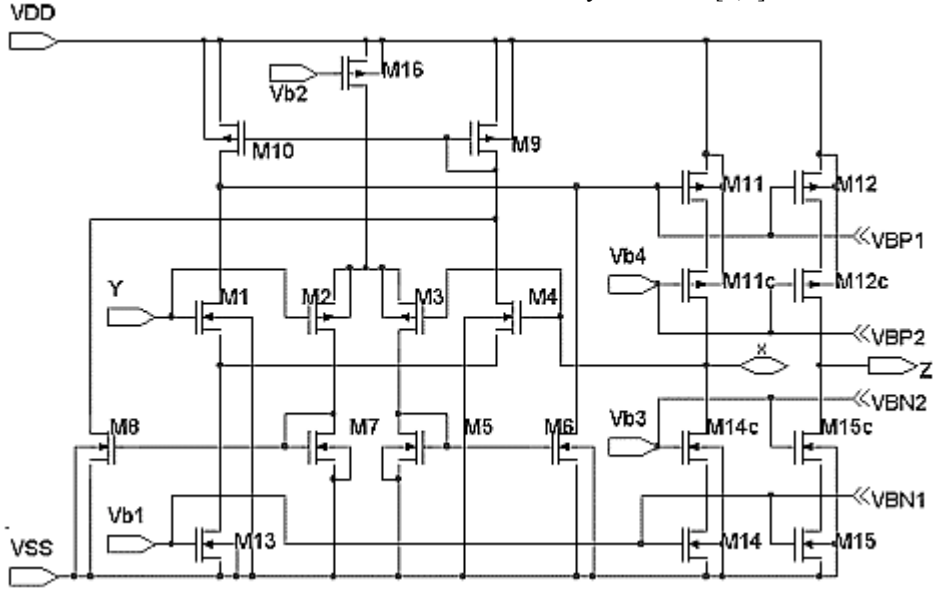
	Şekil-3	Şekil-4
R1	16.11k Ω	3.21k Ω
R2	2.46k Ω	16.38k Ω
R3	31.95k Ω	–
C1	51.825pF	34.55pF
C2	17.275pF	34.55pF

Şekil-4 ve Şekil-5 deki süzgeç devreleri DECT sistemi için kesim frekansları 700kHz olacak şekilde

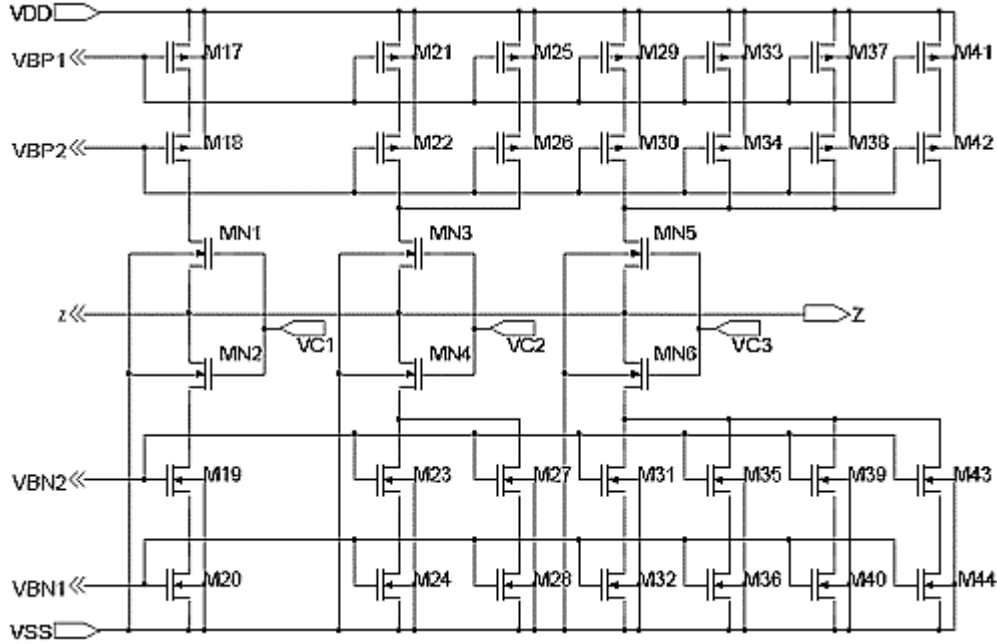
tasarlanmış ve eleman değerleri Tablo-1’de verilmiştir.

3. DKK

DKK, analog ve sayısal sistemlerin bir arada olduğu tümdevrelerde toplam sistemin dinamik aralığını artırmak için kullanılan otomatik kazanç kontrolü (OKK) çevriminin çekirdeğini oluşturmaktadır [8-12]. Telsiz haberleşme sistemlerinde alıcının hareketli olmasından dolayı alınan işaret gücü vericiden uzaklığa göre değişmektedir. Radyo alıcılarında OKK’nin görevi temel bant devrelerinde yaklaşık olarak sabit bir işaret seviyesi elde etmek için alıcı yolundaki kazancı ayarlamaktır [8,9].



Şekil-6 Bölüm-2’deki süzgeç yapılarında kullanılan A sınıfı CCII



Şekil-7 Akım taşıyıcının değişken kazanç sağlayan çıkış katı

Bölüm-2 de verilen süzgeç yapılarında kullanılan CCII devresi Şekil-6 da verilmiştir [12]. Akım modlu devrelerde akım toplamının kolaylığından ve (12) ile

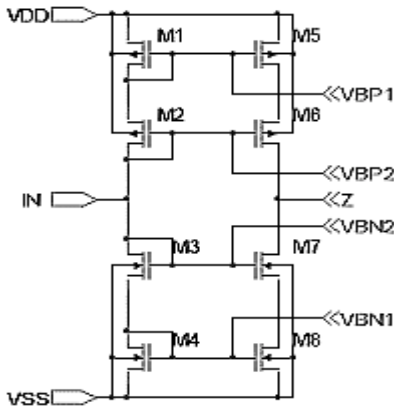
verilen eşitlikten yararlanarak Şekil-6 daki akım taşıyıcının çıkış katı Şekil-7 deki gibi modifiye edilebilir. Burada çıkış kaskot devrelerinin yansıtma

oranlarının çıkış tarafına paralel transistörler bağlanarak artırılması esasına dayalı bir kazanç kontrol mantığı öngörülmektedir. Bu sayede çok basit bir şekilde transadmitans filtrede görev yapan akım taşıyıcının çıkış katında aynı zamanda DKK işlevi gerçekleştirilmektedir.

$$I_{out} = I_{in} \cdot (1 + 1 + 2 + 2^2 + 2^3 + \dots + 2^{n-1}) = I_{in} \cdot 2^n \quad (12)$$

MN1-MN6 transistörleri anahtar olarak çalışan NMOS transistörlerdir. VC1-VC3 kontrol işaretleri, ilgili kollardan gelen akımların çıkış akımına eklenmesini veya eklenmemesini kontrol etmektedirler. Akım yansıtma oranı n olan transistörler kullanmak yerine n adet eş boyutlu transistör paralel bağlanarak akım kazancındaki hassasiyet artırılmıştır. Bu sayede, $20 \log 2 = 6 \text{ dB}$ 'lik kazanç aralıkları ile en fazla 18 dB 'lik değişken kazanç elde edilmektedir.

Daha yüksek akım kazancı gereksinimlerinde daha fazla sayıda eş transistörün paralel bağlanması devrenin çıkış direncini düşürecektir. Dolayısıyla, kazancı arttırmak için çıkış katına paralel transistörler ilave etmek bir dereceye kadar geçerlidir. Bunun yerine Şekil-7'deki çıkış katı Şekil-8'de verilen devrenin çıkışına bağlanırsa 6 dB aralıklarla toplam 18 dB kazanç sağlayabilen bir akım kuvvetlendiricisi elde edilir. Bu kuvvetlendiriciden gerektiği kadar kaskat bağlanarak istenilen büyüklükte kazanç elde edilebilir.



Şekil-8 Akım kuvvetlendiricisinin giriş katı.

4. BENZETİM SONUÇLARI

Benzetim PSPICE ile AMS 0.35μ teknolojisi BSIM3v3 model parametreleri ile yapılmıştır. Besleme gerilimi $\pm 1.65 \text{ V}$ olarak alınmıştır. Şekil-6'daki CCII+ devresine ait transistörlerin boyutları Tablo-2'de verildiği gibidir.

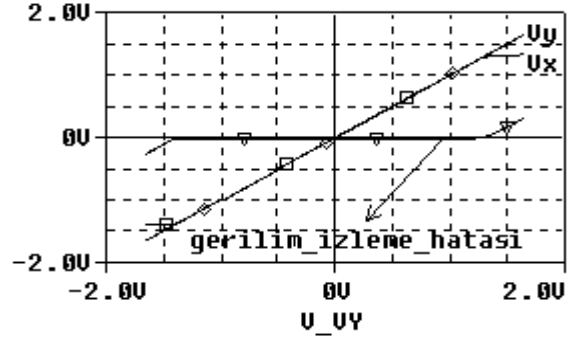
Tüm devre radyo alıcılarında yüksek kalite faktörlü ayrıntı elemanlar bulunmadığından yeterince bastırılmamış güçlü bozucu işaretler zayıf istenen işaret ile birlikte temel banda indirilmektedir. Bu yüzden temel bant devrelerinin doğrusallığı büyük önem taşımaktadır. Bölüm-2'de verilen süzgeç yapılarında kullanılan akım taşıyıcının giriş gerilim

aralığının yeterince geniş olmaması durumunda kırılmadan dolayı devrenin dinamiği azalacaktır.

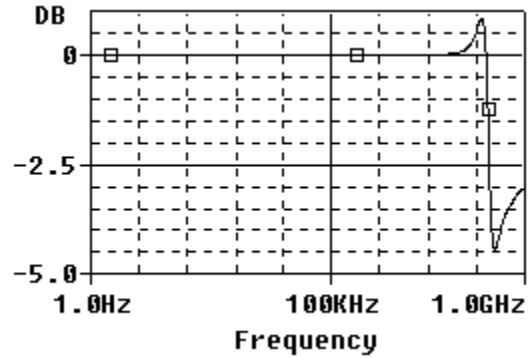
Tablo-2 Şekil-6 da kullanılan transistör boyutları.

Cihaz	W(u)/L(u)	Cihaz	W(u)/L(u)	Cihaz	W(u)/L(u)
M1	11.75/2	M8	1.5/1.0	M15	13.3/1.0
M2	50/2	M9	6.25/1.0	M16	14.6/1.0
M3	50/2	M10	6.25/1.0	M11c	24.7/0.3
M4	11.75/2	M11	32/1.0	M12c	24.7/0.3
M5	1.5/1.0	M12	32/1.0	M14c	3.4/0.3
M6	1.5/1.0	M13	13.3/1.0	M15c	3.4/0.3
M7	1.5/1.0	M14	13.3/1.0		

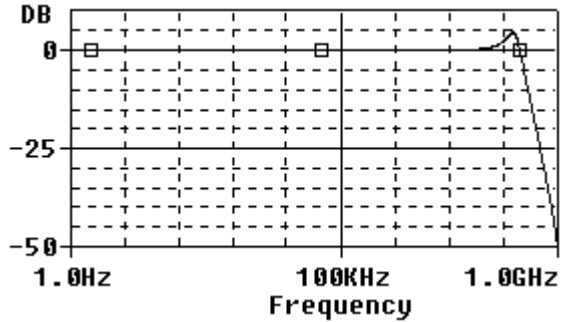
Şekil-9'da akım taşıyıcının y ucuna bağlanan gerilim kaynağının DC değeri süpürülerek elde edilen DC gerilim geçiş karakteristiği verilmiştir. Görüldüğü gibi oldukça büyük bir aralıkta x ucundaki gerilim y ucundaki gerilimi izlemektedir.



Şekil-9 Şekil-6'daki akım taşıyıcının DC gerilim izleme eğrisi (x-ucu $R_x = 18.57 \text{ k}$ ile yüklü iken).

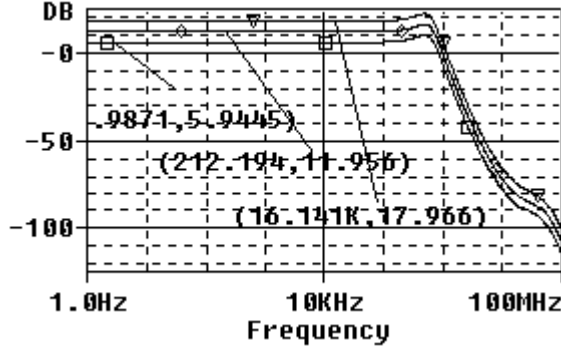


Şekil-10 Şekil-6'daki akım taşıyıcının gerilim kazancının frekans cevabı.



Şekil-11 Şekil-6'daki akım taşıyıcının akım kazancının frekans cevabı.

Şekil-6 daki akım taşıyıcının gerilim ve akım kazançlarının frekans cevapları sırasıyla Şekil-10 ve Şekil-11 de verilmiştir. Şekil-6 da verilen akım taşıyıcı kullanılarak önerilen temel bant devresinin değişken kazanç ile birlikte tam benzetim sonucu ise Şekil-12 ile verilmektedir.



Şekil-12 Temel bant devresinin çeşitli kazançlardaki frekans eğrileri (çıkış $R_L=18.57k$ ile yüklü iken).

Devrenin çıkış akımı 6dB'lik kazanç adımlarını görebilmek amacıyla ilk kattaki gerilimden akıma dönüşümü sağlayan toplam direnç miktarı üzerinden tekrar gerilime dönüştürülerek verilmiştir. Böylece, kazanç 6dB, 12dB ve 18dB olarak Şekil-12 de görülmektedir. Önerilen devrenin, en fazla kazanç sağladığı 18dB kazanç durumunda, benzetim sonucu güç tüketimi 5mW' tir.

5. SONUÇ

Bu çalışmada, kırk üstü modern radyo alıcılarının temel bant katı, düşük güç ve düşük besleme gerilim kriterleri dikkate alınarak akım modlu olarak tasarlanmıştır. Bu tasarımla sağlanan temel avantajlar, akım modlu devrelerin gerilim modlu devrelere göre temel avantajlarının yanı sıra gerilimden akıma çevirme işleminin ilk aktif filtre katında gerçekleştirilmesi ile DKK nin de bu kata ait akım taşıyıcının çıkış katında birleşik olarak gerçekleştirilmeleri olarak özetlenebilir. Bu şekilde hem güç tüketimi hem de kırk alanından tasarruf sağlanması mümkün olacaktır. Süzgeç derecesinin artırılması ise ikinci derece transadmitans filtre olarak çalışan ilk kata yeterli sayıda akım modunda çalışan ikinci derece süzgeçler kaskat bağlanarak yapılabilmektedir. Sonuç olarak, tasarlanan devre Chebyshev karakteristiğine sahip dördüncü dereceden alçak geçiren süzgeçtir. Yine düşük güç tüketimi ve daha az kırk alanı gereksinimi kriterleri dikkate alınarak bütün aktif filtreler tek kuvvetlendiricili yapılar olarak tasarlanmıştır.

Tasarlanan devrelerin tamamı standart CMOS proseslere uygun olarak gerçekleştirilmiş ve devrelerin her türlü benzetimleri bilgisayar ortamında yapılarak teorik öngörülerin doğrulanması sağlanmıştır.

Güç tüketiminin daha da azaltılmasının gerekli olduğu uygulamalarda standart n-kuyu CMOS teknolojisi ile gerçekleştirilebilecek AB sınıfı çalışan CCII yapıları kullanılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Roberts, G.W., Sedra, A.S., All Current-Mode Frequency Selective Circuits, ELECTRONICS LETTERS, Vol. 25, No. 12, pp. 759-761, 1989.
- [2] Kaulberg, T., A CMOS Current-Mode Operational Amplifier, IEEE J. SOLID STATE CIRCUITS, Vol. 28, No. 7, pp. 849-852, 1993.
- [3] Pennisi, S., Low-Voltage CMOS Current Operational Amplifier with Class AB Input Stage, Proc.:8th IEEE Int. Conf. Electronics, Circuits, Syst. (ICECS'2001), Vol. III, pp. 1525-1528, Malta, 2-5sept., 2001.
- [4] Toumazou, C., Lidgey, F.G., Haigh, D.G., Analogue IC Design: The Current-Mode Approach, Peter Peregrinus, London, 1990.
- [5] Palmisano, G., Palumbo, G., Pennisi, S., CMOS Current Amplifiers, Kluwer Academic, Boston, 1999.
- [6] Sedra, A.S., Smith, K.C., A Second Generation Current-Conveyor and Its Applications, IEEE TRANS. CIRCUIT THEORY, CT-17, pp. 132-134, 1970.
- [7] Liu, S.I., Tsao, H.W., Wu, J., Cascadable Current-Mode Single CCII Biquads, ELECTRONICS LETTERS, Vol. 26, No. 24, pp. 2005-2006, 1990.
- [8] Elwan, H., Ismail, M., Digitally Programmable Decibel-Linear CMOS VGA For Low Power Mixed-Signal Applications, IEEE TRANS. CIRCUITS AND SYSTEMS-II: ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING, Vol. 47, No. 5, pp. 388-398, 2000.
- [9] Elwan, H., Soliman, A.M., Ismail, M., A CMOS Norton Amplifier-Based Digitally Controlled VGA For Low Power Wireless Applications, IEEE TRANS. CIRCUITS AND SYSTEMS-II: ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING, Vol. 48, No. 3, pp. 245-254, 2001.
- [10] Rijns, J.J.F., CMOS Low-Distortion High-Frequency Variable-Gain Amplifier, IEEE J. SOLID STATE CIRCUITS, Vol. 31, No. 7, pp. 1029-1034, 1996.
- [11] Motamed, A., Hwang, C., Ismail, M., A Low-Voltage Low-Power Wide-Range CMOS Variable Gain Amplifier, IEEE TRANS. CIRCUITS AND SYSTEMS-II: ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING, Vol. 45, No. 7, 800-811, 1998.
- [12] El-Adawy, A.A., Soliman, A.M., Elwan, H.O., Low Voltage Fully Differential CMOS Voltage Mode Digitally Controlled Variable Gain Amplifier, MICROELECTRONICS JOURNAL, Vol. 31, No. 2, pp. 139-146, 2000.