

# KAZANCI ve GÜRÜLTÜSÜ UYUMLAŞTIRILMIŞ İKİNCİ HARMONİK POMPALAMALI SIFIR-AS KARIŞTIRICI

H. Bülent Yağcı

e-mail: [bulent.yagci@itu.edu.tr](mailto:bulent.yagci@itu.edu.tr)

Osman Palamutçuoğulları

e-mail: [opal@itu.edu.tr](mailto:opal@itu.edu.tr)

*İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
Maslak, 34469 İstanbul, TÜRKİYE*

## ABSTRACT

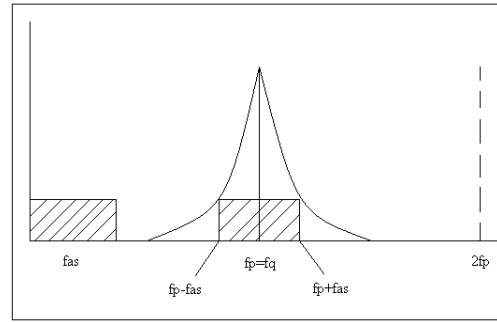
This paper presents the method for to provide simultaneous Conversion-Gain and the Noise-Figure matching in a second harmonically pumped MOSFET RF Mixer with zero-IF for HyperLan applications. Gain maximization is achieved by selecting proper operating point and the pump waveform. Noise minimization is done by using RF feedback in the input signal stage. Since, it provides a considerable amount of LO phase noise reduction which is the most important problem in the design of front-ends with zero-IF, this type of mixing attracts its use in many applications. The half frequency operation not only simplifies the design of LO circuits but, also the required LO power levels are more readily available. The use of Zero-IF eliminates the use of high gain IF Amplifier stage which requires the use of bulky inductors. Since, there is no Image-frequency for Zero-IF operation there is also no need to use an externally connected Image-Reject filter. BSIM3 Ver 3.1 model of IBM 0.18µm 7RF MOSFET process is used in the simulation.

## I. TANITIM

Bugüne değin, Temel sıklık pompalamalı MOSFET Karıştırıcılar çok farklı uygulamalarda kullanılmıştır ve genelde, anahtarlamalı türden tek-dengeli türden olanlarının yeğlendikleri göze çarpmaktadır [1]. Bunun yanında, AS çıkışında YO ve YF işaretinin birlikte bastırıldığı çift-dengeli türden karıştırıcı (Gilbert Hücresi) da sıkça kullanılan diğer bir türdür. Bu karıştırıcılardan elde edilebilen dönüştürücü kazançları tek dengeliler için 4 dB ve çift-dengeliler için de 6 dB mertebelerindedir. Hyperlan uygulamalarında OFDM türü modülasyon kullanılmaktadır. Bu tür modülasyonlarda YF lı işaretin hem evre ve hem de genişliğinin değişmesi nedeniyle, karıştırıcı devre tasarımında osilatörün evre gürültüsünün büyük ölçüde bastırılmasını sağlayan devre topolojilerinin

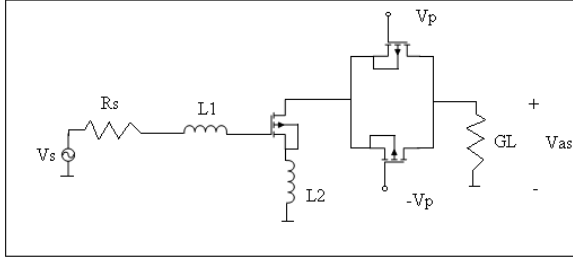
kullanımı bir zorunluluktur. Ayrıca, en önemli evre gürültüsü kaynağı olan YO'un tasarımında da çok sıkı tasarım standartları belirlenmiştir ve bu nedenle de, düşük gürültülü YO tasarımı da halen üzerinde yoğun çalışılmaların yapıldığı önemli bir araştırma konusudur [2]. Temel bileşen pompalamalı karıştırıcılarla elde edilebilen Dönüştürücü kazançları, 2. Harmonik pompalamalı türlere göre daha yüksek olmakla birlikte, bu

tür karıştırıcıların Sıfır-AS uygulamalarında kullanılması durumunda YO'un evre gürültüsü doğrudan AS bandına aktarılmaktadır. Bu nedenle, bu tür karıştırıcılarda kullanılan YO işaretinin evre gürültüsü karakteristiğinin standartların belirlediği sınırlar içinde kalması bir zorunluluktur. 2. Harmonik pompalamada temel bileşen pompalama ürünlerin tümüyle bastırılabilmesi durumunda, bu sorun tümüyle ortadan kalkacaktır (Şekil-1). Bu özellik uzun yıllardır bilinmektedir değişik uygulamalarda kullanılmıştır [3], [4]. Ancak, 2. Harmonik pompalamalı karıştırıcıların dönüştürücü kazancı ve gürültü sayısı davranışlarının, temel bileşen pompalamalı karıştırıcılara göre daha kötü olduğu da bilinmektedir. [3], [5]. Fakat, 2. harmonic karıştırıcılarda temel bileşen pompalama ürünlerinin bastırılması durumunda, dönüştürücü kazançları arasındaki farkın büyük ölçüde azaltılabildiği de gösterilmiştir. [6], [7]. Bu çalışmada, uygun bir pompa dalga şeklinin kullanımı ve girişteki YF katında gürültü optimizasyonunun yapılması durumunda, kazanç ve gürültü sayısı davranışlarında belirli bir iyileştirmenin yapılabileceği gösterilmiştir.



Şekil-1 Pompa işareti evre gürültüsü spektrumu.

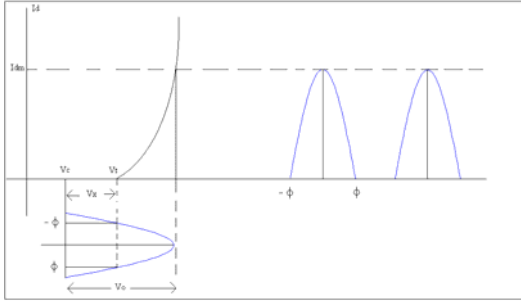
Diyodlu karıştırıcılarda birbirlerine zıt kutuplarından paralel bağlı bir diyot çiftinin kullanımıyla temel karıştırma ürünlerinin kolaylıkla bastırılabilmesi gösterilmiştir [3]. Bu işlem MOSFET karıştırıcılarda, YF lı işaretin birbirine uyumlu iki adet MOSFET'in girişlerine aynı evreli, YO işaretinin ise zıt evreli olarak uygulanması ile gerçekleştirilebilmektedir. [4]. Bu tür sürümün ilkesi Şekil-2 de gösterilmiştir.



Şekil-2. 2.Harmonik Pompalamalı MOSFET Karıştırıcının ilkesel gösterimi

## II. KARIŞTIRICI ANALİZİ ve DÖNÜŞTÜRÜCÜ KAZANCI OPTİMİZASYONU

Pompalama işaretinin sinusoidal değiştiği de MOSFET geçiş öz-eğrisinin karesel olduğunun varsayımı altında pompalama akımının değişimi Şekil-3 gösterildiği biçimde olacaktır. Akımın periyodik olarak değişimi sonucunda MOSFET geçiş-iletkenliği de periyodik olarak değişecektir.



Şekil-3. Sinuzoidal olarak değişen pompa gerilimi sonucunda pompa akımının değişimi.

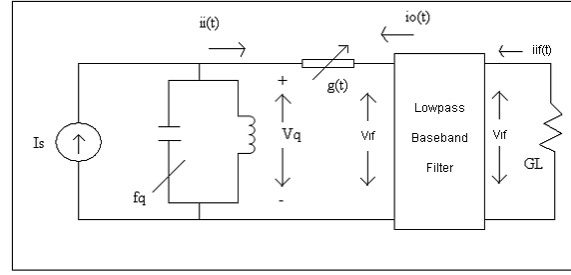
Geçiş-iletkenliği değişiminin Fourier açılımı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$g(t) = g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n \omega_p t \quad (1)$$

Burada; "n" harmonic sayısını ve  $\omega_p$  de pompa işareti(yerel-osilatör) nin açısal frekansını göstermektedir. 2. harmonic pompalamada "n" nin söz konusu olan değerleri 0 (doğru bileşen) ve 2 dir. Girişte yalnızca RF sıklıklı bileşen geriliminin oluştuğu(pompa ve diğer harmonic bileşenleri kısa devre) ve çıkışta da yalnızca AS (Temel-band) sıklıklı bileşen geriliminin(RF, YO ve tüm diğer harmonic bileşenleri kısa-devre) oluştuğu varsayımı altında karıştırıcı devresi Şekil-4. de gösterildiği biçimde modellenebilir (Y Karıştırıcı).

Girişte empedans uyumunun sağlanması istendiğinde, eleman değerleri aşağıdaki bağıntılar sağlanacak şekilde seçilmelidir;

$$g_{mi} \frac{L_2}{C_{gs}} = R_s \quad \text{and} \quad \omega_q^2 = 1/(L_1 + L_2)C_{gs} \quad (2)$$



Şekil-4. Y Karıştırıcı devresi eşdeğer modeli

Burada;  $\omega_q$  : RF işaretinin açısal sıklıklı,  $g_{mi}$  ve  $C_{gs}$  giriş tranzistörünün sırasıyla küçük-ışaret geçiş iletkenliğini ve geçit-kaynak kapasitesini göstermektedir.  $L_2$  ve  $L_1$  in uygun değerlerde seçilmesiyle, giriş devresi RF sıklıklı rezonans ve empedans uyum koşulları aynı anda sağlanabilir.Şekil-4 deki akım kaynağı giriş tranzistörünün savak-kaynak arasındaki bağımlı akım kaynağını simgelemektedir ve girişin rezonansa olduğu göz önüne alındığında kaynak gerilimine bağlı olarak değeri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_0 = Q_i g_{mi} V_s \quad (3)$$

Burada  $Q_i$ ; rezonanstaki giriş giriş devresinin "Değer Katsayısı" olup, değeri  $Q_i = 1 / 2\omega_q C_{gs} R_s$  bağıntısıyla hesaplanabilir.. Şekil-4 deki Y Karıştırıcının Dönüştürücü Kazancı, (3) bağıntısının karıştırıcı ile ilgili olarak yazılabilecek matris bağıntıları içinde kullanılmasıyla aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$DK = 4R_s G_L \left( \frac{V_{if}}{V_s} \right)^2 = 4R_s G_L \left( \frac{g_2 g_{mi} Q_i}{g_0 (g_0 + G_L) - g_2^2} \right)^2 \quad (4)$$

Burada;  $g_0$  ve  $g_2$  sırasıyla, Fourier açılımı (1) de verilen geçiş iletkenliği değişiminin ortalama değer ve 2.harmonik bileşeninin katsayılarıdır.(4) bağıntısından görülebileceği gibi, Dönüştürücü-Kazancı  $G_L$  değerine göre optimize edilebilir ve hesaplama sonucunda (4) bağıntısını en büyük yapacak  $G_L$  değeri  $g_0$  ve  $g_2$  katsayılarına bağlı olarak ;

$$G_{L0} = g_0^2 \left[ 1 - \left( \frac{g_2}{g_0} \right)^2 \right] \quad (5)$$

Elde edilir. Dönüştürücü kazancının bu en büyük değeri, (5) bağıntısını (4) içinde kullanarak ;

$$DK_0 = \frac{R_s g_{mi}^2 Q_i^2 (g_2 / g_0)^2}{g_0 \left[ 1 - (g_2 / g_0)^2 \right]} \quad (6)$$

olarak bulunabilir. Bu bağıntıdan görülebileceği gibi, Şekil-2 de gösterilen değişimde akımın akış- açısı  $\Phi$  nin  $(g_2 / g_0)$  değerini en büyük yapan değerinin DK nı da en büyük yapacağı açıktır. Şekil-3 deki sinüzoidal sürüm için geçiş-iletkenliğinin katsayıları kolaylıkla hesaplanabilir. MOSFETler doyumda çalışıklarına göre, savak akımı ile geçit-kaynak gerilimi arasındaki bağıntı aşağıda;

$$i_D = K_N (v_{GS} - V_T)^2 \quad (7)$$

olarak yazılabilir. Burada;  $K_N$  ve  $V_T$  sırasıyla, MOSFET'in yapısal parametresi ve geçit-kaynak eşik gerilimidir. Pompa sürümünün akış-açısı, pompa genliği  $V_O$  ve geçit-kaynak kutuplama gerilimi  $V_C$  ye bağlı olarak aşağıdaki bağıntı ile hesaplanabilir.

$$\Phi = \cos^{-1} \frac{V_T - V_C}{V_O} = \cos^{-1} \frac{V_X}{V_O} \quad (8)$$

Şekil-3 deki pompa sürümü için tek bir MOSFET'in geçiş-iletkenliğinin zamanla değişimi, akış açısının belirtilen sınırlamaları altında;

$$g(t) = 2K_N V_O [\cos \omega_p t - \cos \Phi] \quad -\Phi \leq \omega_p t \leq \Phi \quad (9)$$

$$g(t) = 0 \quad \Phi < \omega_p t < 2\pi - \Phi$$

olarak yazılabilir. Buna göre bilinen Fourier katsayıları bağıntılarından, tek bir MOSFET'in ilgili Fourier katsayıları;

$$g_0^1 = 2K_N \frac{V_O}{\pi} [\sin \Phi - \Phi \cos \Phi]$$

$$g_1^1 = K_N \frac{V_O}{\pi} \left[ \Phi - \frac{1}{2} \sin 2\Phi \right] \quad (10)$$

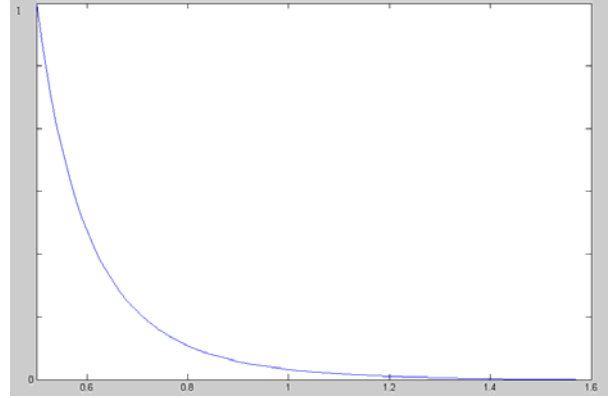
$$g_2^1 = K_N \frac{V_O}{3\pi} \sin \Phi [1 - \cos 2\Phi]$$

bağıntılarıyla bulunabilir. İki MOSFET'in  $180^\circ$  evre farkıyla sürülmeleri sonucunda, söz konusu devre için bu katsayılar;  $g_0 = 2g_0^1$ ,  $g_2 = 2g_2^1$  ve  $g_1 = 0$  olacaktır. Görüldüğü gibi, 1. harmonik katsayısı sıfırlanmaktadır ve bu da, giriş paragrafında belirtilen temel-bileşen ürünlerinin yok edilmesi zorunluluğunun bu tür sürüm ile gerçekleştiğini göstermektedir. Bu sonuçlar kullanılarak  $(g_2 / g_0)$  oranı,  $\Phi$  akış-açısına bağlı olarak;

$$\left( \frac{g_2}{g_0} \right) = \frac{\sin \Phi (1 - \cos 2\Phi)}{6(\sin \Phi - \Phi \cos \Phi)} \quad (11)$$

Olaacaktır. Bu bağıntıya göre  $(g_2 / g_0)$  oranının değişimi Şekil-5 de gösterilmiştir. Görülebileceği gibi,  $\Phi = 0$  için bu oran en büyük değeri olan 1 e ulaşır ve açı arttığında bu oran da düşmektedir. Ancak,  $\Phi = 0^\circ$  değeri akım değerini sıfıra ve yük iletkenliğini de sıfıra çeker (Dirac-Delta sürümü). Akış açısının optimum değeri, çalışma koşullarıyla sınırlanan devreye bağlanabilecek en küçük yük iletkenliği tarafından belirlenir. Benzetim sonuçlarıyla gösterileceği gibi, parametreleri  $K_N = 7,410^{-3} (A/V^2)$  ve  $V_T = 0,33V$  olan seçilen tranzistor için

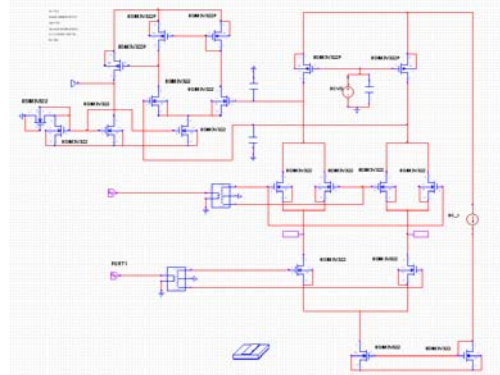
$G_L \cong 1,7mS (R_L \cong 600\Omega)$  olarak belirlenen yük iletkenliği için, akış açısının değeri  $\Phi = 44,2^\circ$  olarak bulunmuştur. Bu değeri sağlayacak olan kutuplama gerilimi ve YO geriliminin genliği, (8) bağıntısından  $V_X = 2.15$ ,  $V_C = -1,82$  ve  $V_O \cong 3V$  olarak bulunur.



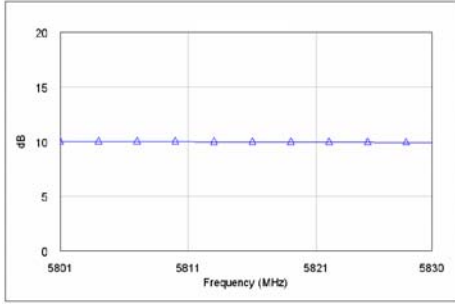
Şekil-5.  $(g_2 / g_0)$  oranı-  $\Phi$  (radyan) değişimi  
Girişteki sürücü akım kaynağı MOSFET'in parametreleri;  $g_{mi} = 7,4mS$ ,  $C_{gs} = 44,4fF$  olarak bulunmuştur.  $R_S = 50\Omega$  kaynak direnci için de değer-katsayısı  $Q_i = 6,18$  olarak hesaplanmıştır. Bu değer (6) bağıntısında kullanılmasıyla en büyük dönüştürücü-kazancı  $DK_o \cong 4 \cong 6dB$  olarak hesaplanır. Bu değer, diyotlu harmonik karıştırıcılar kullanılarak elde edilen değer çok üstündedir [1]. Ancak beklendiği gibi, temel bileşen pompalamalı etkin karıştırıcılarla elde edilebilen değer altındadır [2], [3]. Direnç yerine P-MOS tranzistorlü etkin yükün kullanılması durumunda, dönüştürücü kazancı 10dB değerine yükselmektedir (Şekil-7). Belirlenen çalışma koşulları için Gürültü-sayı benzetimi yapıldığında bu değer 5 dB civarında bulunmuştur (Şekil-9).

### III. BENZETİM SONUÇLARI

Benzetimde kullanılan karıştırıcı devresi Şekil-6 da gösterilmiştir. Dönüştürücü kazancının söz konusu sıklık aralığında benzetim sonucu olarak elde edilen değişimi Şekil-7 de gösterilmiştir.

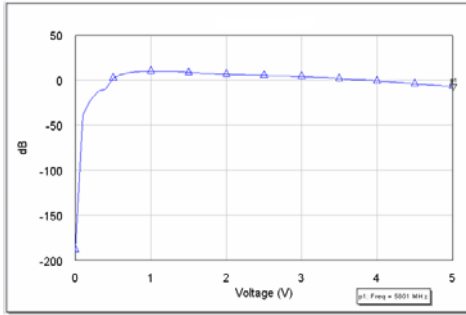


Şekil-6. P-MOS yüklü dengeli karıştırıcı devresi

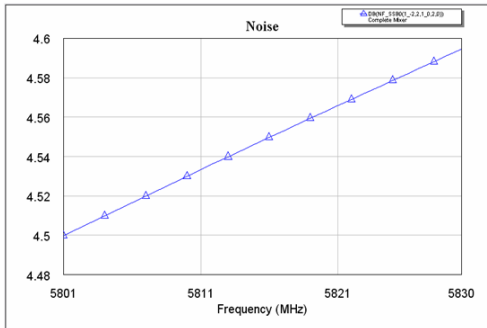


Şekil-7. DK'nın sıklık bandı içinde değişimi.

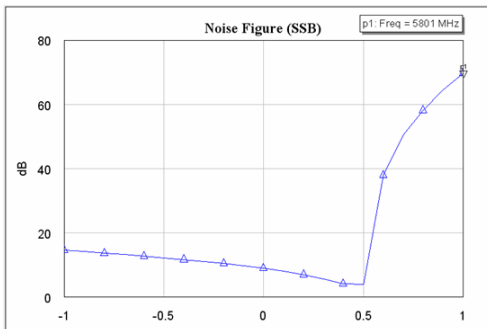
Dönüştürücü-kazancının YO genliğine bağlı olarak değişimi Şekil-8 de gösterilmiştir. Akış açısı doğrudan YO genliğine bağlı olarak değişir ve Şekil-8 den görülebileceği gibi, P-MOS'un etkin yük olarak kullanılması durumunda  $V_o = 1V$  için en yüksek kazanç elde edilmektedir.



Şekil-8. P-MOS Yüklü Karıştırıcıda Kazanç-YO Genliği Değişimi.

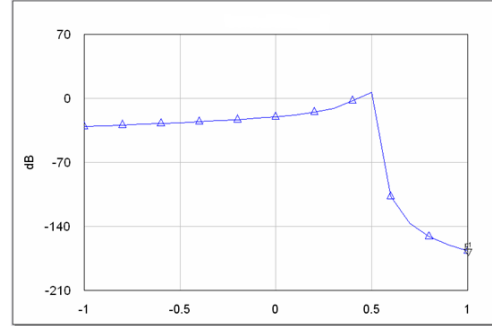


Şekil-9. PMOS Yüklü Karıştırıcının GS değişimi



Şekil-10. GS-PMOS'un kutuplama gerilimi değişimi.

Gürültü Sayısının PMOS yük tranzistörünün geçit kutuplama gerilimine bağlı olarak değişimi gösterilmiştir. Şekil-11 de ise, kazancın geçit kutuplama gerilimine bağlı olarak değişimi gösterilmiştir. Görüldüğü gibi 0.5 V luk kutuplama gerilimi için GS en düşük değeri olan 4,5 dB'e ve kazanç da en yüksek değeri olan 7 dB'ye ulaşmaktadır(Kazanç ve GS nin aynı anda optmizasyonu) .



Şekil-11. Kazancın PMOS tranzistorun Geçit kutuplama gerilimine bağlı olarak değişimi.

#### IV. SONUÇLAR

2.harmonik pompalamalı Sıfır-AS'lı karıştırıcıda PMOS etkin yük kullanılması ve YO genliği ile kutuplama gerilimlerinin uygun seçilmeleri durumunda, Kazanç ve Gürültü Sayısı'nın birlikte aynı anda uyumlaştırılabileceği gösterilmiştir. Yapılan benzetim sonuçlarının da kuramsal hesaplamalara çok yakın sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.

#### REFERENCES

1. M. Rosario ve J. Freire, "Design Technique for MESFET Mixer for Maximum Conversion Gain", IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech., Vol.MTT-38, No.12, pp. 1972-1979, Dec. 1990.
2. T.H.Lee ve A. Hajimiri, "Phase Noise in Oscillators", Invited Paper, IEEE JSSC, Vol.34, no.3, pp.326-336, March 2000
3. E. Degenford, M. Cohn ve A. Newman,"Harmonic Mixing with Anti-parallel Diode Pair", IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech., Vol.MTT-23, No.8, pp. 667-673, Aug. 1975.
4. O. Palamutcuoglu, "Second Harmonically Pumped MESFET Mixer" Proc. 8th Colloquium on Microwave Communication, Budapest, pp. 237-238, Sept. 1986.
5. O.S.A. Tang, ve C.S. Aitchison, "A Very Wide-Band Microwave MESFET Mixer Using the Distributed Mixer Principle" IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech., Vol.MTT-33, No.12, pp.1470-1478, Dec. 1985.
6. A.H. Darsinoieh and O. Palamutcuoglu, "Subharmonically Pumped Wideband Lumped and Distributed Microwave MESFET Mixers", 26th European Microwave Conference, pp.1473-1477, Prague, Check.,Sept. 1996.
7. O. Palamutcuoglu and M. Kayhan,"Second Harmonically Pumped MOSFET Mixer with Zero-IF", ELECO 2007, Proc.5th Int. Conference on Electrical and Electronics Engineering, pp.19-22, Bursa-Turkey, Dec.2007