

SIFIR AS'lı İKİNCİ HARMONİK POMPALAMALI 5,8 GHz MOSFET KARIŞTIRICI TASARIMI

DESİGN OF SECOND HARMONICALLY PUMPED 5,8 GHz MOSFET MIXER WITH ZERO-IF

Osman Palamutçuoğlu

Mehmet Kayhan

e-mail: opal@ehb.itu.edu.tr

e-mail: kayhanm@itu.edu.tr

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

ABSTRACT

This paper presents the design of a second harmonically pumped MOSFET RF Mixer with zero-IF for HyperLan applications which operates at 5,8 GHz. Second harmonic pumping has never been used so far in HyperLan applications. It is believed that, 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, will attract its use in many applications. Half frequency operation not only simplifies the the design of LO circuits but, also the required LO powers are more readily available. Apart from that, operation of LO at half frequency simplifies the the realization of band selection filters situated right after the antenna. Almost total suppression of the LO leakage through the antenna is the another imported advantage provided by this type of mixing. MOSFET model is used in the simulation and the simulated results are compared with the theoretical findings.

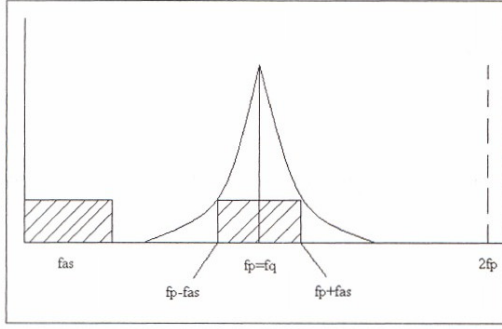
ÖZET

Bu çalışmada, Yüksek bir Dönüştürücü Kazancı verecek şekilde HyperLan uygulamaları için 5,7 GHz de çalışan İkinci Harmonik pompalamalı MOSFET karıştırıcının tasarımı gösterilmiştir. İkinci Harmonik pompalamalı karıştırıcı yöntemi bugüne değin HyperLan uygulamalarında kullanılmamıştır. Sıfır AS'lı alıcıların tasarımında en önemli sorun olan YO evre gürültüsünü önemli ölçüde bastırabilmesi nedeniyle, birçok uygulamada kullanım için çekici bir ön-kat çözümüdür. Yarı sıklıkta çalışma, YO devresinin tasarımını kolaylaştırdığı gibi, gerekli YO güçlerinin daha kolaylıkla elde edilebilmesine olanak tanımaktadır. Bunun ötesinde, böyle bir çalışma, antenden sonra yerleştirilen bant seçici süzgeç tasarımı da kolaylaştırmaktadır Süzgeç kayıplarının azaltılması nedeniyle, daha düşük alıcı gürültü sayılarının

dolayısıyla, daha yüksek dinamik sınırlarının elde edileceği beklenir. Antenden boşluğa LO sızıntısının tümüyle yok edilmesi, bu tür karıştırmanın sağlayacağı diğer önemli bir üstünlüktür. Devrenin benzeşim analizinde MOSFET modeli kullanılmış olup, sonuçlar kuramsal bulgularla karşılaştırılmıştır.

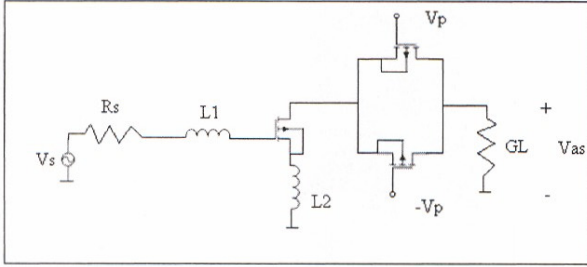
1. TANITIM

MOSFET'li 1. Harmonik karıştırıcılar değişik uygulamalarda kullanılmış olup, anahtarlamalı türden çalışan tek dengeli tür en yaygın olarak kullanılanlardan biridir [1]. Bunun ötesinde AS(Ara-Sıklık) kapısında hem işaretin ve hem de YO 'ün bastırıldığı çift dengeli karıştırıcı (Gillbert Cell), en çok yeğlenen diğer bir karıştırıcı türüdür. Bu karıştırıcılardan elde edilen dönüştürücü kazançları tek-dengeli tür için 4 dB ve çift dengeliler için 6 dB mertebelerindedir. Hyperlan uygulamalarında kullanılan kipleme yöntemi, RF işaretinin hem evresi ve hem de genliğinin değiştiği modülasyon türü olan OFDM olup, evre gürültüsünün etkisi çok önemlidir. Bu amaçla evre gürültüsünün en önemli kaynağı olan YO'ün evre gürültüsü sıklık yayılımı için, çok sıkı standartlar belirlenmiştir. Örneğin; HyperLanda istenilen değer olup, bu değerinde elde edilebilmesi için YO tasarımında özel yöntemlerinin kullanılması zorunludur [2]. 1. harmonik karıştırmada dönüştürücü kazanç değerleri yüksek olmakla birlikte, YO gürültüsü olduğu gibi AS bandına aktarılır. Böyle bir karıştırıcıda kullanılan YO'ün, standartların belirlediği evre gürültüsü karakteristiğine sahip olması zorunludur. İkinci harmonik karıştırmada ise, 1. harmonik karıştırma ürünleri tümüyle yok edildiği zaman, YO gürültü bandının AS bandına aktarımı tümüyle önlenmiş olur (Şekil-1). Bu özellik, eski uygulamalardan beri bilinmektedir [3], [4]. Bu tür karıştırıcılarla elde edilecek dönüştürücü kazançları daha düşüktür [3], [5]. Ancak, 1. harmonik karıştırma ürünlerinin bastırılması durumunda, bu fark azalabilmektedir [6], [7].



Şekil-1. Pompa işareti evre gürültüsü

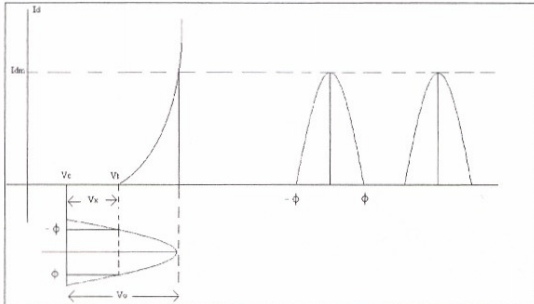
1. harmoniklerin yok edilmesi, diyotlu karıştırıcılarda birbirine ters iki diyodun paralel bağlanması ile kolayca sağlanabilmektedir [3]. MOSFET'li karıştırıcılarda ise, iki eş MOSFET'e işaretin aynı evrede ve YO'un ise 180 evre farkı uygulanması ve MOSFET çıkışlarının birleştirilmesi sonucu bu özellik sağlanabilir [4]. Bu sürüm şekli ilkesel olarak Şekil-2 de gösterilmiştir.



Şekil-2. 2. Harmonik pompalamalı MOSFET Karıştırıcı

II. Karıştırıcı Analizi ve Kazanç Optimizasyonu

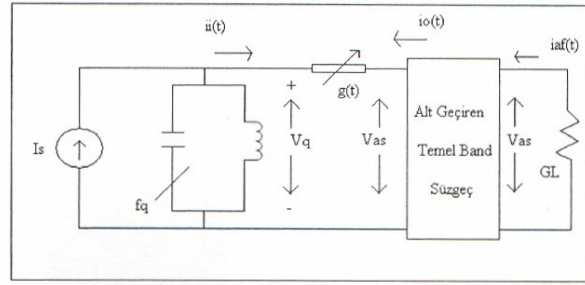
MOSFET'in geçiş öz-eğrisinin karesel olduğu varsayımı altında ve pompa işaretinin saf sinüzoidal olması durumunda, pompa akımının değişimi Şekil-3 deki gibi olacaktır. Akım değişiminin periyodik olması nedeniyle geçiş iletkenliği de periyodik olarak değişecektir ve bu değişimin Fourier açılımı yapıldığında, geçiş iletkenliği;



Şekil-3. Sinüzoidal gerilimle sürüm için pompa akımının değişimi

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

Şeklinde yazılabilir. Burada; n: harmonik(mertebe) sayısını ve ω_p de pompa(yerel osilatör) açısal sıklığını göstermektedir. Pompalama 2. mertebeden olacağından, söz konusu n değerleri 0(doğru bileşen) ve 2 dir. MOSFET'leri zamanla periyodik olarak değişen iletkenlik olarak düşündüğümüzde, girişte yalnızca işaret frekanslı gerilimin (pompa ve diğer tüm harmonikler kısa devre) ve çıkışta da yalnızca Ara Sıklık(Temel Bant) gerilimi(işaret, pompa ve diğer harmonikler kısa devre)nin oluşması sağlandığında, karıştırıcı devresi Şekil-4 de ki gibi modellenebilir(Y Karıştırıcı).



Şekil-4. Y Karıştırıcı Modeli

İşaret girişi çalışma sıklığında rezonansa getirildiğinde, girişte empedans uyumu için;

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

bağıntılarının sağlanması gerekir. Burada sırasıyla; g_{mi} ve C_{gs} giriş MOSFET'inin geçiş iletkenliği ve geçit-kaynak kapasitesini ve ω_q da işaret sıklığını göstermektedir.

Dolayısıyla, L_2 ve L_1 değerlerinin uygun seçimiyle girişte rezonans ve empedans uyumu aynı anda sağlanabilir. Bu durumda Şekil-4 deki akım kaynağı MOSFET'in savak akım kaynağı olacaktır ve değeri;

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

şeklinde yazılabilir. Burada; $Q_i = 1/2\omega_q C_{gs} R_s$ olarak giriş devresinin değer katsayısıdır.

Şekil-4 deki Y karıştırıcının dönüştürücü kazancı devrenin gerilim-akım matris bağıntısı içinde (3) bağıntısı kullanılarak;

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

olarak yazılabilir. Burada g_0 ve g_2 ; Fourier açılımı (1) de verilen periyodik olarak değişen geçiş iletkenliğinin

ortalama değer ve ikinci harmonik bileşenlerinin katsayılarıdır. Görülebileceği gibi, (4) bağıntısı yük iletkenliği G_L ye göre optimize edilebilir. İşlemler sonunda (4) bağıntısını en büyük yapacak yük iletkenliği, g_0 ve g_2 cinsinden;

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

Olarak bulunur. G_L nin bu değeri için DK optimum olacaktır. (5) bağıntısı (4) de kullanılarak bu değer;

$$DK_O = \frac{R_S g_{mi}^2 Q_i^2 (g_2 / g_0)^2}{g_0 [1 - (g_2 / g_0)^2]} \quad (6)$$

Olarak bulunur. Görüldüğü gibi, Şekil-2 deki pompa akımının akış açısı Φ ye bağlı olarak değişen (g_2 / g_0) ı en büyük yapan Φ değeri için DK_O en büyük olacaktır.

Şekil-3 de gösterilen sinüzoidal gerilimle sürüm için MOSFET'in geçiş iletkenliği katsayıları hesaplanabilir. MOSFET'ler doyunda çalıştıklarından, savak akımı, geçit-kaynak gerilimi değişim bağıntısı;

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

Olarak yazılabilir. Burada; K_N : A/V^2 olarak MOSFET'in yapısal parametresini ve V_T de eşik gerilimini gösterir. V_C geriliminde kutuplanmış V_O genlikli pompa gerilimi ile sürüm için akış açısı ;

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

Bağıntısıyla hesaplanabilir.. Şekil-3 deki sürüm için geçiş iletkenliğinin bir periyot boyunca değişimi;

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

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

Şeklinde olacaktır. Belirtilen sınırlar içinde Fourier açılımı yapıldığında, tek bir MOSFET için bu katsayılar;

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

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

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

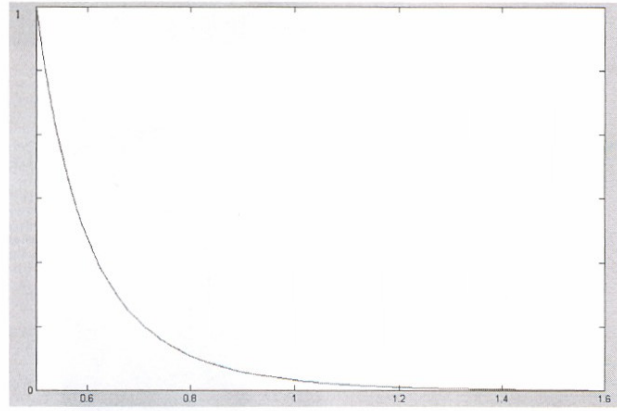
İki MOSFET'in 180° evre farkıyla sürülmesi durumunda, $g_0 = 2g_0^1$, $g_2 = 2g_2^1$ ve $g_1 = 0$ olacaktır. Bu

durumda 1. harmonik pompalama bileşenleri tümüyle bastırılmaktadır.

(10) bulunan sonuçlar (6) bağıntısında yerine konacak olursa, (g_2 / g_0) oranı;

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

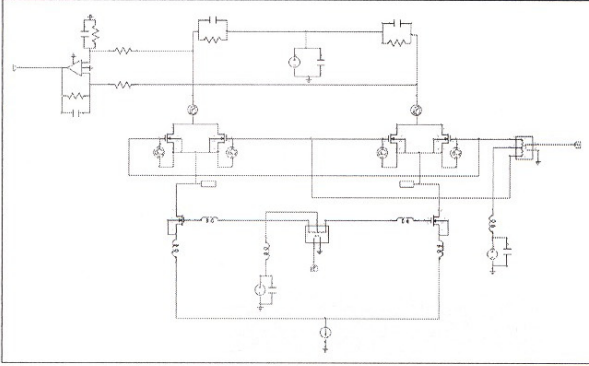
olacaktır. Bu bağıntının değişimi Şekil-4 de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi, $\Phi = 0$ için en büyük olmakta ve açının artımı ile değeri düşmektedir.



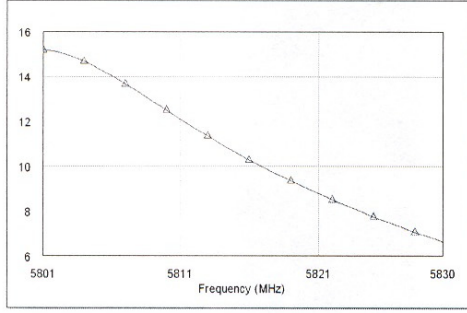
Şekil-4. (g_2 / g_0) in Φ ile değişimi

Ancak, $\Phi = 0^\circ$ değeri, akımın sıfır ve yük iletkenliğinin de sonsuz olmasına karşılık gelir. Φ akış açısının, dolayısıyla kazancın en uygun değerini, devrenin yapısı gereği savağa bağlanabilecek en küçük yük iletkenliğinin değeri belirleyecektir. Benzetim sonuçlarında da gösterileceği gibi, seçilen tranzistor için $K_N = 7,410^{-3} (A/V^2)$, $V_T = 0,33V$ olup, akış açısı olarak $\Phi = 44,2^\circ$ seçilecek olursa; $V_X = 2.15$, $V_C = -1,82$ ve devrenin uygun çalışma koşullarını sağladığı belirlenen $G_L \cong 1,7mS$ ($R_L \cong 600\Omega$) için pompa genliği $V_O \cong 3V$ bulunur. Bu değerler için, (10) bağıntısından $g_0 = 4mS$ ve $g_2 = 3,2mS$ olarak bulunur. Süren akım kaynağı MOS için ; $g_{mi} = 7,4mS$, $C_{gs} = 44,4fF$ ve $R_S = 50\Omega$ olduğundan, $Q_i = 6,18$ olarak hesaplanabilir. Bu değerlerin (6) da kullanılmasıyla $DK_O = 43,02 \cong 16,3dB$ bulunur. Bu değer, diyotlu harmonik karıştırıcılar için bulunan kayıp değerlerin [1] üstündedir. Ancak, aktif karıştırıcılarla elde edilen değerlerden [2], [3] düşüktür. Ancak, kazanç büyük ölçüde yük iletkenliğine bağlı olduğundan, yük olarak direnç yerine yüksek empedanslı aktif MOS yüklerin kullanılmasıyla daha büyük kazanç değerleri elde edilebilir.

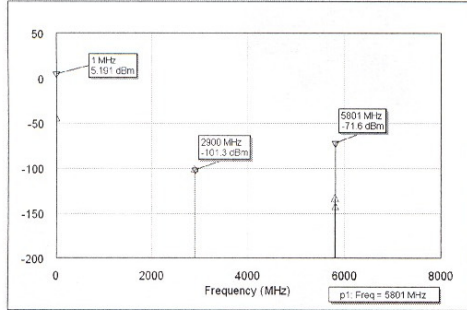
III. BENZEŞİM SONUÇLARI



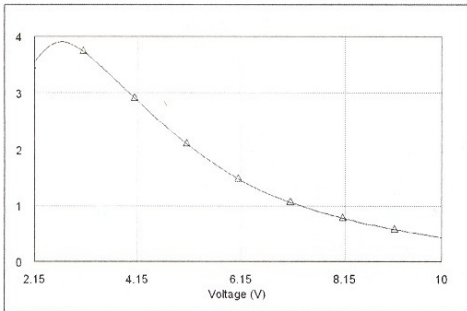
Şekil-5. Benzetimde kullanılan karıştırıcının şematığı



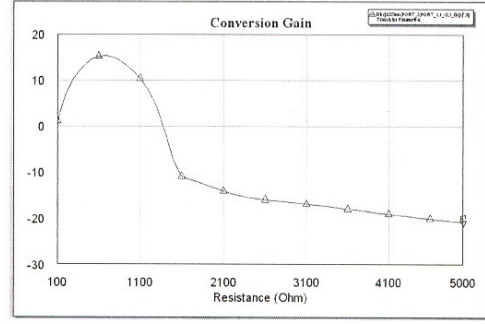
Şekil-6. Karıştırıcının dönüştürme kazancının frekansa göre değişimi (y eksenı-dB)



Şekil-7. Karıştırıcının çıkışındaki sıklık spectrumu



Şekil-8. Karıştırıcının kazancının pompa gerilimine göre değişimi (Vas/Vq)



Şekil-9. Karıştırıcının kazancının yük direnci değerine göre değişimi

Yukarıdaki sonuçlara bakarak kazancın beklenen değerden daha aşağıda olduğu görülebilir. Fakat teorik hesaplamaları destekler nitelikte benzer sonuçlara ulaşıldığı söylenebilir.

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. 1972-1779, 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. Darsinoioieh and O. Palamutcuoglu,"Nonlinear Analysis of Subharmonically Drain Pumped Mixer", Proc. IEEE MTT-S, European Topical Congress on Technologies for Wireless Applications, pp.35-39, Turin Italy, Nov. 1994.
7. A.H. Darsinoioieh and O. Palamutcuoglu, "Subharmonically Pumped Wideband Lumped and Distributed Microwave MESFET Mixers", 26th European Microwave Conference, pp.1473-1477, Prague, Check.,Sept. 1996.