

50 MHz – 26,5 GHz Aralığında Çalışan Toplam Güç Radyometrenin Gerçekleştirilmesi ve Test Edilmesi

Realization and Test of The Total Power Radiometer Working Between 50MHz and 26.5 GHz Frequency Range

Murat Celep¹, Şenel Yaran¹, Cem Hayırlı¹, Arif Dolma²

¹TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü

murat.celep@tubitak.gov.tr, senel.yaran@tubitak.gov.tr, cem.hayirli@tubitak.gov.tr

²Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Kocaeli Üniversitesi

adolma@ekocaeli.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, yarı iletken bir gürültü kaynağının "excess noise source" (ENR) değerini izlenebilir şekilde ölçmek için bir toplam güç radyometre kurulmuştur. Oldukça geniş olarak kabul edilen 50 MHz – 26,5 GHz frekans aralığında, gürültü kaynağını tek seferde ölçebilen bu sistemin testi, nominal 15 dB ENR değerine sahip standart gürültü kaynakları kullanılarak yapılmıştır. Geliştirilen toplam güç radyometre kullanılarak, değeri bilinen bir gürültü kaynağının hesaplanan ENR değerleri ile gerçek ENR değerleri arasındaki farklar $\leq 0,30$ dB olarak elde edilmiştir. Ölçülen ENR değerlerinin belirsizlikleri ise 0,13 dB ile 0,34 dB aralığında hesaplanmış olup, gerçek değer ve ölçülen değer arasındaki farklar belirsizlik değerleri içerisinde bulunmuştur.

Anahtar kelimeler: Belirsizlik, excess noise ratio, gürültü, gürültü kaynağı, toplam güç radyometre.

Abstract

In this study, a total power radiometer was established to measure the value of "excess noise source" (ENR) of a semiconductor noise source in a traceable manner. The test of this system which can measure the noise source at a time is performed between the frequency range of 50 MHz to 26.5 GHz, accepted as highly wide, by using standard noise sources with a nominal value of 15 dB ENR. The difference between the actual ENR value and the calculated ENR value of the known noise source was obtained as $\leq 0,30$ dB by using the developed total power radiometer. Uncertainty of the measured ENR values are calculated in the range of 0.13 dB and 0.34 dB, and the difference between the actual value and the measured value was found in the uncertainty values.

Keywords: Excess noise ratio, noise, noise source, total power radiometer, uncertainty.

1. Giriş

Einstein 1905 yılında Brownian hareketi üzerine gerçekleştirdiği çalışmada, sıvı içerisindeki moleküllerin rastgele hareketinin durağan parçacıklara olan etkisiyle parçacığın rastgele hareket ettiğini göstermiştir [1]. J. B. Johnson 1928 yılında, iletkenler üzerinde gerçekleşen ısı değişiminden dolayı iletken içerisindeki elektrik yükünde de benzer bir rastgele hareketin oluştuğunu belirlemiştir [2]. Johnson, elektrik yükündeki bu rastgele değişimin etkisini bir yükselteç kullanarak ölçmüş ve bu etkiyi gürültü olarak isimlendirmiştir. Günümüzde bu etki Johnson gürültüsü olarak da bilinmektedir. Johnson'ın bu çalışmadan elde ettiği sonuçları, aynı yıl Nyquist teorik olarak ispatlamıştır [3]. 1946 yılında Dicke, Johnson gürültüsü ve ısı yayılımı arasında bir ilişki olduğunu göstermiş ve antenden alınan yayılım ile referans direnç üzerinden alınan gürültü işaretini bir radyometre kullanarak karşılaştırmıştır [4]. 1949 yılında Garrison ve Lawson, sensörü direnç olan Johnson gürültü radyometresini tanımlamıştır [5]. Bir direnç referans alan bu ölçüm sistemi Dicke radyometre olarak bilinmekte ve çeşitli mikrodalga gürültü ölçümlerinde kullanılmaktadır [7–13].

Mikrodalga gürültü kaynakları, Dicke radyometresinin kullanıldığı uzaktan algılama, elektronik malzemelerin karakterizasyonu, yükselteç ve alıcıların elektriksel gürültülerinin karakterizasyonu gibi ölçümlerde standart olarak kullanılmaya başlanmıştır [14, 15]. Standart gürültü kaynakları üzerinden elde edilen gürültü sıcaklığının izlenebilirliğini sağlamak için de radyometre kullanılmaktadır. 1960'lı yıllarda mikrodalga gürültü standartlarını ölçmek için Dicke radyometresi üzerinde değişiklikler yapılmıştır. Eski adı National Bureau of Standards (NBS) günümüzde ki adı ise National Institute of Standards and Technologies (NIST) olan Amerika Birleşik Devletleri metroloji enstitüsünden Estin ve arkadaşları 1960 yılında modifiye edilmiş Dicke radyometresini kullanarak mikrodalga gürültü standardını ölçmüşlerdir [16]. Bu radyometre sisteminde referans direnç yerine, ürettiği gürültü değeri yüksek bir doğrulukla bilinen

standart bir gürültü kaynağı kullanılmıştır. Mikrodalga gürültü kaynağının ölçümünde kullanılmış olan sistem 1964 yılında aynı enstitüden Wells ve arkadaşları tarafından yayınlanmıştır [17]. 1968 yılında Avustralya Metroloji Enstitüsü'nden Somlo ve Hollyway birincil seviye gürültü kaynağının kalibrasyonunu X-bandında çalışan bir dalga kılavuzu radyometre kullanarak yapmışlardır [18]. Royal Radar Establishment (RRE)'den Blundell ve arkadaşları 1972 yılında radyometre kullanarak mikrodalga gürültü ölçümü yapmışlardır [19]. 1983 yılında Almanya Metroloji Enstitüsü'nden (PTB) Janik, Dicke radyometresinin ara frekans (IF) kısmına bir referans zayıflatıcı koyarak daha düşük belirsizlik ile ölçüm almak için bir çalışma yapmıştır [20]. Japonya, Elektroteknik Laboratuvarı'ndan Kato ve Yokoshima 1987 yılında Dicke radyometresinin temel alındığı bir radyometre kullanarak 4 GHz frekans bandında çalışan radyometre geliştirmişlerdir [21]. Bu radyometrede sıvı azot ile soğutma yapılarak duyarlılık, benzerlerine göre artırılmıştır.

Dicke radyometrede anahtarlama sistemi ile kazanç sürekli kontrol edilir. Dicke radyometrenin, kazanç değişimine olan bağımlılığının düşük olması avantajına karşılık, bant genişliğinin sınırlı olması, tekrarlanabilirliği yüksek bir anahtara ihtiyaç duyması, her frekansta ayar gerektirmesi ve otomatik kontrole elverişli olmaması gibi dezavantajları vardır. Bu sebeplerden dolayı günümüzde, mikrodalga gürültü ölçümlerinde Dicke radyometrenin kullanımı yerine toplam güç radyometre tercih edilmektedir [22]. Toplam güç radyometre, Dicke radyometre gibi bir antenden alınan düşük seviyeli yayılım ile tek kapılı bir mikrodalga devre elemanının gürültü sıcaklığı, empedansının ölçülmesi ve yeni geliştirilen gürültü kaynaklarının test edilmesi gibi amaçlar için de kullanılmaktadır [23–26]. Örneğin, bir yükselteç'in gürültü sıcaklığı 5 K'den daha düşük olarak ölçülebilmektedir [27, 28]. Bununla birlikte toplam güç radyometresinin bir diğer kullanım alanı da hassas gürültü ölçümleridir [29, 30]. Toplam güç radyometre daha iyi bir duyarlılığa ve düşük kayma değerine sahip olduğu için günümüzde metrolojik amaçlı araştırma ve ölçme sistemlerinde kullanım alanı bulmaktadır [31, 32].

Bu çalışmada, TÜBİTAK Ulusal Metroloji Enstitüsü'nde (UME) tasarımı ve üretimi gerçekleştirilen toplam güç radyometre anlatılmaktadır. Yarı iletken gürültü kaynaklarının karakterizasyonlarında kullanılması planlanan radyometre, değeri bilinen yarı iletken gürültü kaynakları kullanılarak test edilmiş ve elde edilen sonuçlar bu çalışmada verilmiştir.

2. Gürültü Toplam Güç Radyometresi

Radyometre, sıcaklık veya diğer nedenler ile oluşan gürültü işaretinin ölçümünde kullanılan ve oldukça düşük seviyelerdeki işaretleri algılayabilen bir çeşit süperheterodin alıcıdır [33, 34].

Geniş bantlı giriş gürültü gücü, toplam kazancı G ve bant genişliği B olan radyometrenin girişine uygulanır. Radyometre giriş kısmında bulunan radyo frekans (RF) yükselteç, girişine uygulanan işareti filtreler ve yükseltir. Filtrelenen ve yükseltilecek işaret, ilgilenilen frekans bölgesindeki f_{RF} frekansına ve B_{RF} bant genişliğine sahiptir.

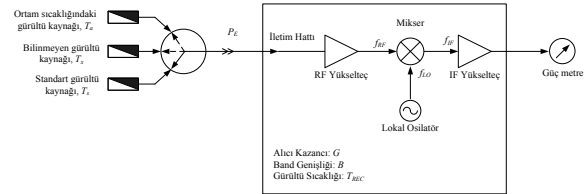
Geniş bir frekans alanına sahip olan RF frekans bölgesinde B_{RF} bant genişliğindeki işaret, mikser tarafından ara frekans (IF) bölgesinde B bant genişliğine sahip olacak şekilde dönüştürülür ve IF yükselteç ile biraz daha yükseltilir. Ara frekansa indirgenen, filtrelenen ve yükseltilecek gürültü işareti dedektör girişine uygulanır.

Girişteki gürültü kaynağının etkin gürültü sıcaklığı T_E kullanılarak,

$$P_E = kT_E B \quad (1)$$

eşitliğindeki gibi gürültü kaynağının gürültü gücü P_E hesaplanır. Burada k , Boltzmann sabitidir ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K).

Toplam güç radyometre kullanılarak bilinmeyen bir gürültü kaynağının ürettiği gürültü değerini belirlemek için Şekil 1'de gösterilen radyometre kullanılmaktadır.



Şekil 1: Toplam güç radyometre blok gösterimi.

Radyometrenin, girişine ortam sıcaklığı gürültü kaynağı (T_a), standart gürültü kaynağı (T_s) ve bilinmeyen gürültü kaynağı (T_x) sırasıyla bağlanır. Toplam güç radyometre çıkışındaki güç, Eşitlik (1) kullanılarak ortam sıcaklığı gürültü kaynağı için P_a , standart gürültü kaynağı için P_s ve ölçülecek olan gürültü kaynağı için P_x olur. Radyometre çıkışında ölçülen bu güçlerden yararlanarak bilinmeyen gürültü kaynağına ait gürültü sıcaklığı T_x ,

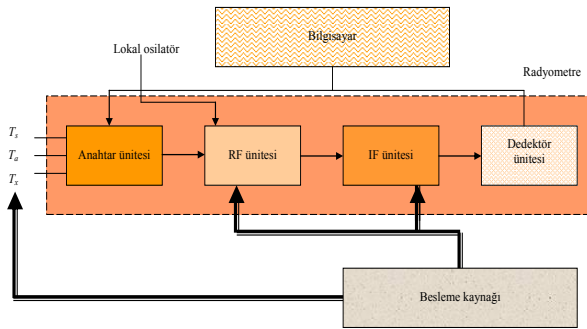
$$T_x = T_a + (T_s - T_a) \frac{(Y_x - 1)M_s \eta_s}{(Y_s - 1)M_x \eta_x} \quad (2)$$

kullanılarak hesaplanır [35]. Burada, T_a ortam gürültü kaynağı sıcaklığı (K), T_s standart gürültü kaynağı sıcaklığı (K), Y_x bilinmeyen ve ortam gürültü kaynakları radyometre girişine bağlı iken radyometre çıkışında okunan güçlerin oranı (bilinmeyen Y-katsayısı), Y_s standart ve ortam gürültü kaynakları radyometre girişine bağlı iken radyometre çıkışında okunan güçlerin oranı (standart Y-katsayısı), M_x bilinmeyen gürültü kaynağı ile radyometre girişi arasındaki empedans uyumsuzluğu katsayısı, M_s standart gürültü kaynağı ile radyometre girişi arasındaki empedans uyumsuzluğu katsayısı, η_x ve η_s sırasıyla, bilinmeyen ve standart gürültü kaynaklarının bağlandığı mikrodalga anahtar yoluna ait etkin verimliliklerdir.

Eşitlik (2)'nin geçerli olabilmesi için, bu ölçümler süresince radyometre kazancının değişmemesi gerekir. Gerekli önlemlerin alınmaması durumunda radyometrenin kazancı değişebileceği gibi, okunan çıkış gücünde de kayma olabilir [31]. Metrolojik olmayan uygulamalarda radyometre kazancının değişmesine neden olan sıcaklık parametresi, sıcaklık düzeltmesi yöntemi ile ölçüm sonuçlarından ayrılabilir [36]. Ancak metrolojik amaçlı kullanımında sıcaklık düzeltmesi belirsizlik için fazladan istenmeyen bir bileşen olacaktır [37]. Bu nedenle, bu çalışmada sıcaklık

düzeltilmesi yerine, radyometre çıkışı üzerinde etkin olmayan bir sıcaklık değişimi aralığında çalışılmıştır [38].

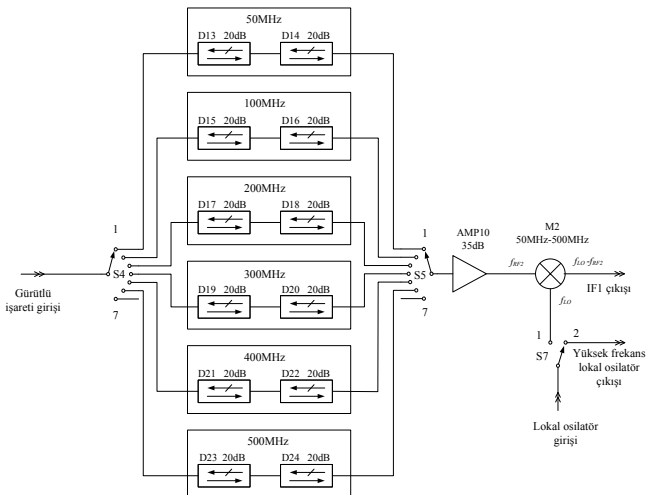
TÜBİTAK UME’de mikrodalga gürültü kaynaklarının ürettikleri gürültüyü ölçmek için Şekil 2’de blok gösterimi verilen bir toplam güç radyometre kurulmuştur. Toplam güç radyometre RF ünitesi, IF ünitesi, anahtar ünitesi, dedektör ünitesi, besleme kaynağı, bilgisayar ve cihazların kontrolü ve ölçümün otomatik olarak gerçekleştirilmesi için bir yazılımdan oluşturulmuştur.



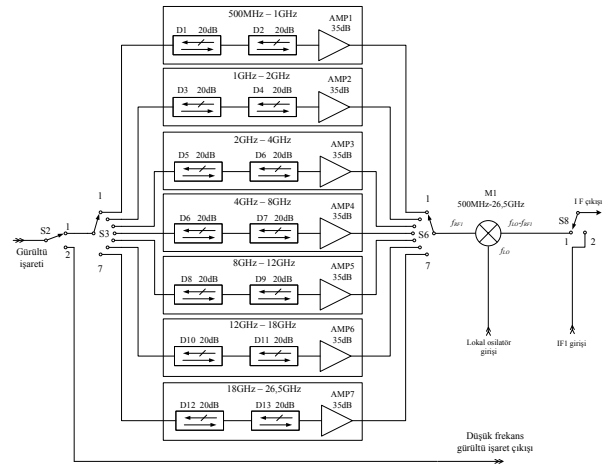
Şekil 2: Kurulan toplam güç radyometre blok gösterimi.

2.1. RF Ünitesi

RF ünitesi mikrodalga işaretin işlendiği, farklı frekans bölgesinde çalışan kanallardan oluşmaktadır. Bu kanallar; 50 MHz, 100 MHz, 200 MHz, 300 MHz, 400 MHz, 500 MHz frekans noktalarında (Şekil 3) ve 500 MHz – 1 GHz, 1 GHz – 2 GHz, 2 GHz – 4 GHz, 4 GHz – 8 GHz, 8 GHz – 12 GHz, 12 GHz – 18 GHz, 18 GHz – 26,5 GHz frekans bölgelerinde (Şekil 4) çalışacak şekilde uygun elektronik elemanlar kullanılarak tasarlanmıştır.



Şekil 3: 50 MHz – 500 MHz RF devresi.



Şekil 4: 500 MHz – 26,5 GHz RF devresi.

Ölçüm sırasında kullanılan üç adet gürültü kaynağı Şekil 1’de verilen ve RF yükselteç olarak kullanılan düşük gürültülü yükselteç (LNA) girişine, mikrodalga anahtar üzerinden bağlanmaktadır. Her gürültü kaynağının çıkış kısmının aynı yansıma katsayısına sahip olması mümkün olmadığından, her defasında LNA girişinde farklı bir yansıma katsayısı olmaktadır. Bu nedenle ölçüm süresince sabit kalması gereken radyometre kazancı, üç farklı LNA kazancı meydana gelmesinden dolayı değişmektedir [39]. Kazancın giriş yansıma katsayılarına olan bağımlılığını azaltmak için gürültü kaynağı ile LNA giriş kapısı arasında izolatör bağlanmıştır. Böylece LNA giriş kapısı her seferinde aynı izolatörün empedansı ile yüklenmekte ve aynı zamanda radyometrenin giriş izolasyonu da sağlanmaktadır.

Şekil 4’de verilen 500 MHz frekansının üzerindeki LNA’ların çıkışları doğrudan mikrodalga anahtar kanalına bağlanmıştır. Anahtar kanalları ise, ölçüm frekansına göre seçili olup seçilen kanal mikser girişine bağlanmakta, diğer anahtarlar ise açık kalmaktadır. Bu durumda seçilen anahtara bağlı LNA çıkışı karakteristik empedansa uyumlu yük ile sonlandırılmış iken, diğer LNA çıkışları açık devredir. LNA’nın yük empedansı doğrudan anahtara bağlı olduğundan, LNA çıkışına bağlanan yük, açık devre ile uyumlu yük arasında değişim gösterecektir. Değişken yük empedansı LNA kazancında değişime neden olacağından, değişkenliği azaltarak LNA’nın radyometre kazanç değişimi üzerindeki etkisini en aza indirmek için sistemde Dow-Key 571K-420803 model bir mikrodalga anahtar kullanılmıştır. Bu mikrodalga anahtarda her kanal, kullanılsın veya kullanılsın sürekli karakteristik empedansa uyumlu bir yük ile sonlandırılmaktadır. Böylece, mikrodalga anahtarın bir kanalı devrede ise zaten anahtar diğer uçtan başka bir devre elemanı ile sonlandırıldığından LNA yüklenmiş olacaktır. Kanalin ölçümde kullanılmadığı durumda ise bu kanalın ucu 50 Ω’luk bir yük ile doğrudan sonlandırılmaktadır. Böylece, LNA ölçümde kullanılsın veya kullanılsın sürekli 50 Ω ile sonlandırılmış olmaktadır.

LNA, ilgili frekans bandında olduğundan, aynı zamanda bir bant geçiren filtre görevi görmektedir. RF bölümünde kullanılan LNA’nın kendi ürettiği gürültü değeri, radyometrenin ürettiği toplam gürültü değeri açısından önemli olduğundan küçük olmalıdır. Bu nedenle yükselteç seçiminde, gürültü değeri en küçük olan LNA’lar tercih edilmiştir.

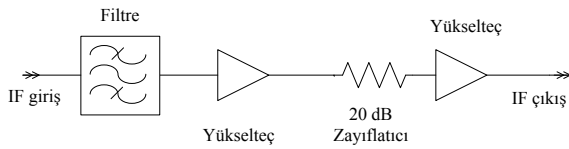
Yükselteç, yükseltme işlemini gerçekleştirirken üzerinde bir ısı oluşur. Bu ısının sebep olacağı sıcaklık, sistem kazancı üzerinde etkili olacağından LNA üzerindeki sıcaklığı alarak ısı dengesi sağlayacak biçimde, Şekil 5’de gösterildiği gibi büyük bir bakır blok üzerine monte edilmiştir.



Şekil 5: Bakır blok üzerine mikrodalga malzemelerin montajlanmış hali.

2.2. IF Ünitesi

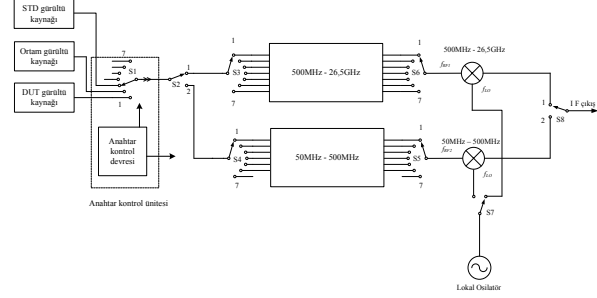
IF ünitesine gelen işaretin 30 MHz IF frekansında olması hedeflenmiştir. Bunun için lokal osilatör frekansı, ölçülen gürültü kaynağı frekansı ile arasında 30 MHz fark olacak şekilde seçilmiştir. Şekil 6’da verilen IF ünitesinin girişine gelen işaret bir bant geçiren filtreden geçirilerek filtrelenmiştir. Filtrelenen işaret iki adet yükseltece uygulanarak güç algılayıcısından okunabilecek seviyeye yükseltilmiştir. Girişe uygulanan gürültü işaretinin seviyesi göz önüne alındığında, IF ünitesinin kazancının yaklaşık olarak 50 dB civarlarında olması gerekmektedir. Bunun için, her birinin kazancı yaklaşık 35 dB olan iki adet IF yükselteç kullanılmıştır. İkinci yükselteç girişine gelen işaret seviyesi yükselteç için fazla olduğunda bu yükseltecin kazancı doyuma gider. IF ünitesinin kazancını ayarlamak için iki yükselteç arasında 20 dB değerinde sabit bir zayıflatıcı bağlanmış ve her iki yükseltecin de doğrusal bölgede çalışması sağlanmıştır. IF ünitesinin sıcaklık değişiminden kaynaklanan etkilerini en aza indirmek için Şekil 5’de gösterildiği gibi IF ünitesi de bakır blok üzerine yerleştirilmiştir.



Şekil 6: IF ünitesi gösterimi.

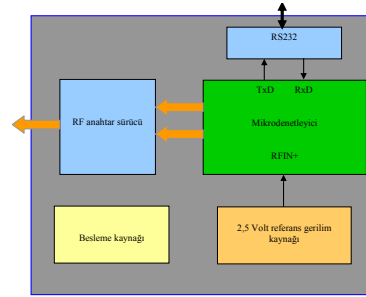
2.3. Anahtar Ünitesi

Toplam güç radyometresi kullanarak bir gürültü kaynağının değeri ölçülmek istendiğinde, değeri bilinen standart (STD), ortam sıcaklığı (ambient) gürültü kaynağı ve daha sonra da değeri bilinmeyen (DUT) gürültü kaynağı radyometre girişine bağlanır. Bu gürültü kaynaklarına ait elde edilen ölçüm sonuçları kullanılarak bilinmeyen gürültü sıcaklığı Eşitlik (2) kullanılarak hesaplanır. Gürültü kaynaklarının her seferinde operatör tarafından bağlanmasını engellemek için radyometre girişinde Şekil 7’deki gibi bir mikrodalga anahtar kullanılmıştır (S1). Bu anahtar konumunun seçilmesi ile hangi gürültü kaynağının radyometreye bağlanacağı belirlenmektedir.



Şekil 7: Anahtar kontrol ünitesi ve mikrodalga anahtarlar.

Anahtar ünitesinin bir diğer bölümü ise, anahtar kontrol devresidir. Radyometrenin otomatik olarak kontrol edilebilmesi için, bu anahtarın yazılım kontrollü olması gerekmektedir. Bu nedenle, Şekil 8’de blok diyagramı verilen bir anahtar kontrol ünitesi tasarlanmış ve üretilmiştir.



Şekil 8: Anahtar kontrol elektronik şeması.

Anahtar kontrol devresi bir mikroişlemci yapı içermektedir. Gürültü ölçme yazılımından gelen, hangi mikrodalga anahtarın hangi konuma alınması gerektiği bilgisi işlenerek mikrodalga anahtarları ile kontrol edilir.

Radyometrenin tasarımında kullanılan izolatör, LNA ve mikserlerin dar-bantlı olması nedeni ile tek eleman kullanılarak 50 MHz – 26,5 GHz frekans aralığındaki tüm bantı kapsayan bir radyometre üretimi mümkün değildir. Radyometrenin geniş bantlı olarak kullanılabilmesi için farklı frekanslarda çalışan elemanların bir arada çalışması gerekmektedir. Bu elemanları bir araya getirecek geniş bantlı bir radyometre oluşturmak için Şekil 3, Şekil 4 ve Şekil 7’de gösterildiği gibi mikrodalga anahtarlar kullanılmıştır. Anahtar kontrol devresi, sistem içerisinde ilgili mikrodalga frekans kanalı ve mikser seçimlerinde kullanılan anahtarların (S2 – S8) konumlarının seçilmesi için de kullanılmaktadır. Mikrodalga anahtarların kullanımı ile bir operatöre ihtiyaç olmadan devre elemanlarının bağlantısı sağlanmış ve geniş frekans bölgesinde sürekli bir çalışma imkanı sağlanmıştır.

Radyometrenin RF Bölümü, 50 MHz – 500 MHz ve 500 MHz – 26,5 GHz frekans alanını kapsayan iki ayrı üniteden oluşturulmuştur. RF ünitesinin seçiminde S2 ve S8 anahtar çifti kullanılmıştır. Her iki ünite de geniş frekans bandında izolatör ve LNA olmadığından 50 MHz – 500 MHz ünitesi altı adet frekans noktasından ve 500 MHz – 26,5 GHz ünitesi yedi banttan oluşturulmuştur. 50 MHz – 500 MHz frekans ünitesinde S4 ve S5, 500 MHz – 26,5 GHz frekans ünitesinde S3 ve S6 anahtar çiftleri kullanılmıştır. Yüksek frekanstaki işareti düşük frekanslara çevirme işleminde iki adet mikser ve bu mikserlerin seçiminde ise S7 anahtarları kullanılmıştır.

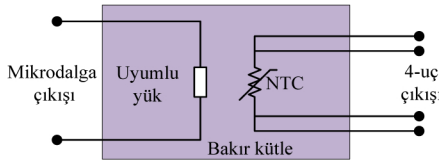
2.4. Ölçüm Yazılımı

Geniş bantlı gürültü kaynaklarının toplam güç radyometre ile ölçümlerini otomatik olarak gerçekleştirmek için Microsoft® Visual Basic® programı kullanılarak bir yazılım geliştirilmiştir. Ölçme sisteminde kullanılan gürültü kaynaklarının ve ölçme frekans bantlarının seçilmesi, ayrıca ölçüm cihazlarının kontrolü için akış diyagramı Şekil 9'da verilen yazılım kullanılmıştır. Ölçümde kullanılan gürültü kaynaklarına ait bilgiler, ölçüm frekansları, lokal osilatör tarafından uygulanacak güç değeri, ölçümü gerçekleştiren operatör, laboratuvar ortam şartları ve operatörün belirtmek istediği diğer bilgilerin girilmesi istenerek yapılan ölçüme ait bilgilerin saklanması sağlanmıştır.

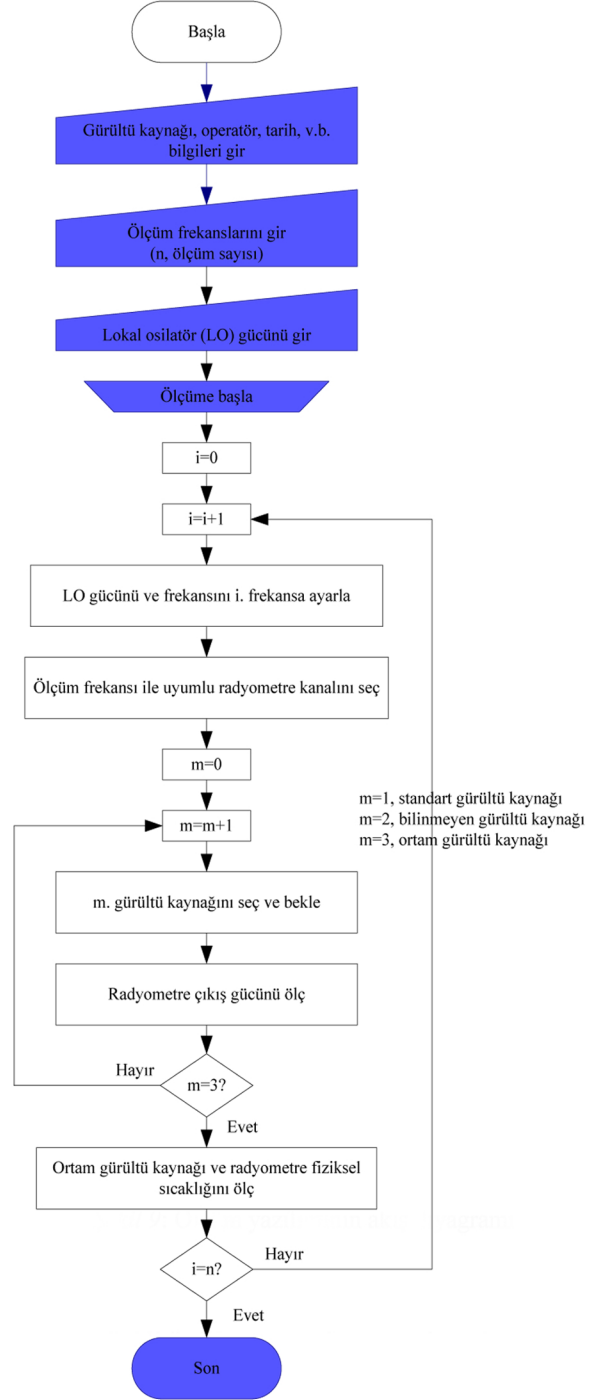
Ölçüm programında, standart gürültü kaynağının olduğu kanal S1 anahtarı, ölçülecek frekansla uyumlu kanal ise S2 – S8 anahtarları kullanılarak seçilmektedir. Lokal osilatör uygun frekansa ayarlandıktan sonra, sistem kararlılığı için beklenmekte ve güç metrenin göstergesinden okunan güç kararlı hale geldikten sonra veri alınmaktadır. Daha sonra aynı işlemler frekans değiştirilmeden bilinmeyen gürültü kaynağı ve ortam gürültü kaynağı seçilerek tekrar edilmektedir. Ortam gürültü kaynağı olarak kullanılan yükün fiziksel sıcaklığını ölçmek için, değeri sıcaklık ile değişen bir direnç (NTC) kullanılmıştır. Benzer bir NTC de radyometre sıcaklığını ölçmek için kullanılmıştır. Bu NTC'lerin dirençleri multimedre kullanılarak 4-uçlu ölçme yöntemiyle sırasıyla ölçülmektedir. Program bu ölçümleri üç dakika içerisinde bitirmekte, sonraki frekanslarda da ölçüm basamaklarını tekrarlayarak ölçümü sonlandırmaktadır.

2.5. Ortam Gürültü Kaynağı

Eşitlik (2)'de verilen T_a parametresi ortam gürültü kaynağının gürültü sıcaklığıdır. Ortam gürültü kaynağı, bakır bir kütle içerisine 3.5mm (erkek) konnektör yapısına sahip bir 50 Ω uyumlu yük yerleştirilerek oluşturulmuştur. Aynı zamanda yükün fiziksel sıcaklığını belirleyebilmek için nominal 100 Ω direnç değerine sahip bir NTC aynı bakır kütle içerisine monte edilmiştir. Yapımı gerçekleştirilen ortam gürültü kaynağının devresi ve fotoğrafı Şekil 10'da verilmiştir.



Şekil 10: Ortam gürültü kaynağı devresi ve fotoğrafı.

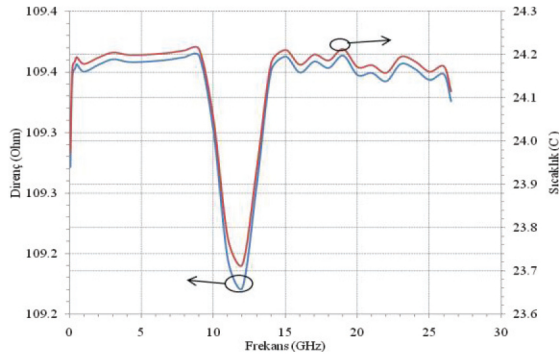


Şekil 9: Ölçüm yazılımının akış diyagramı

Ortam gürültü kaynağı çıkışında elde edilen mikrodalga gürültü sıcaklığı, uyumlu yük üzerindeki fiziksel sıcaklık değerinden yararlanılarak hesaplanır. Uyumlu yük üzerindeki sıcaklık değeri, 8½ dijital bir sayısal multimetre ile NTC'nin direnç değeri ölçülerek belirlenmiştir. Direnç-sıcaklık ilişkisini belirlemek için NTC'nin bilinen bir sıcaklıkta karakterize edilmesi gerekir. Burada kullanılan NTC'nin karakterizasyonu, TÜBİTAK UME Direnç Laboratuvarı'nda sıcaklık değeri oldukça hassas bir şekilde ayarlanabilen bir yağ banyosu kullanılarak yapılmıştır. Yağ banyosu, 18 °C – 29 °C arasında değişik sıcaklık (T) değerlerine ayarlanmış ve değeri bilinen bu sıcaklık değerlerine karşılık NTC direnci (R) ölçülerek NTC'nin direnç-sıcaklık eğrisi Eşitlik (3)'de gibi elde edilmiştir:

$$T = -0,0033R^6 + 2,177R^5 - 596,034R^4 + 87018,03R^3 - 7,146 \cdot 10^6 R^2 + 312,95 \cdot 10^6 R - 5,71 \cdot 10^9 \quad (3)$$

Radyometrenin karakterizasyonu için gerçekleştirilen ölçümde, her bir frekansa karşılık multimetreden ortalamaları Şekil 11'de verilen 10'ar adet değer ölçülmüştür. Ölçülen direnç değerleri, Eşitlik (3)'de yerine konularak buna karşılık gelen sıcaklık değerleri hesaplanmıştır. Ölçülen direnç ve hesaplanan sıcaklıklar Şekil 11'de verildiği gibi elde edilmiştir.



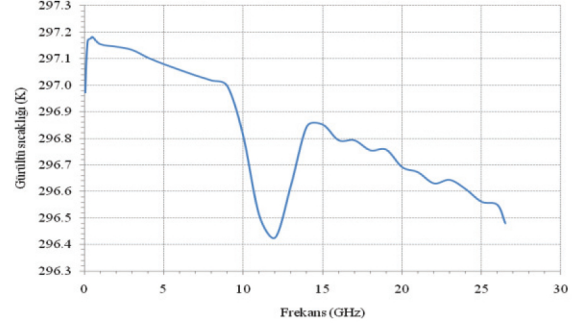
Şekil 11: Ortam gürültü kaynağı direnci ve fiziksel sıcaklığı.

Fiziksel sıcaklığın iletim hattındaki karşılığını bulabilmek için, kuantum düzeltmesi,

$$T_n = \left(h f / k / e^{\frac{hf}{kT}} - 1 \right) \quad (4)$$

eşitliği kullanılarak yapılmıştır [38]. Burada, h , Plank sabiti ($6,626 \cdot 10^{-23}$ J s), f , frekans (Hz), k , Boltzman katsayısı ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T , Kelvin (K) cinsinden fiziksel sıcaklıktır.

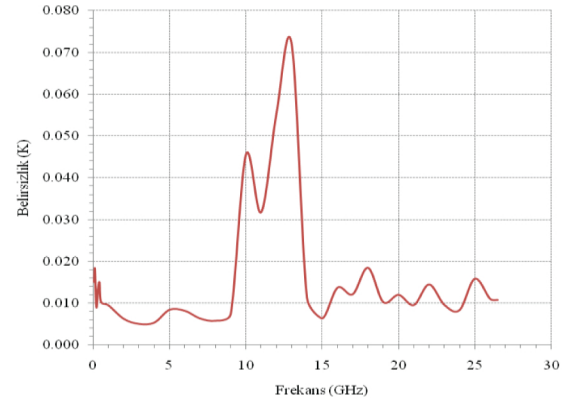
Kuantum düzeltmesi yapılmış mikrodalga gürültü sıcaklığının grafiği Şekil 12'de verilmiştir.



Şekil 12: Ortam gürültü kaynağının çıkış gürültü sıcaklığı.

Şekil 12'de, 9 GHz ile 14 GHz arasındaki sıcaklık düşmesi Laboratuvar sıcaklığının değişiminden kaynaklanmakta ve bu değişim laboratuvarın belirlenen ortam şartları sınırları içerisinde kalmaktadır. Ortam gürültü kaynağı sıcaklık değeri belirlendikten sonra, bu değere ait belirsizliğin hesaplanmasına ihtiyaç vardır. Belirsizlik, A tipi ve B tipi olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır [40]. Kısa dönemli, rastgele nedenlerden oluşan A tipi belirsizlik, 10 adet ölçümün standart sapmasından elde edilmiştir. B tipi belirsizlik ise cihaz ve hesaplama gibi önceden tahmin edilebilen kaynaklardan oluşmaktadır. B tipi belirsizlik kaynakları multimetre, yağ banyosu, polinom yaklaşıklığı ve kuantum düzeltmesi olarak alınmıştır.

Ölçümde kullanılan multimetre belirsizliği $8 \mu\Omega/\Omega$ (0,0045 K), yağ banyosu belirsizliği 20 ppm (0,0005 K) ve polinom belirsizliği ise 0,0051 K olarak hesaplanmıştır. Bu değerler dikkdörtgen dağılıma sahiptir. Kuantum düzeltmesi nedeni ile yapılan hesaplamadan gelen belirsizlik ($\delta T_n / \delta T$) ise sonucu etkilemeyecek kadar küçük olduğundan ihmal edilmiştir. Ortam gürültü kaynağına ait gürültü sıcaklığının belirsizlik değeri normal dağılıma dönüştürülerek karesel ortalamalarından hesaplanmış ve Şekil 13'de verildiği gibi elde edilmiştir.



Şekil 13: Ortam gürültü kaynağının gürültü sıcaklığı belirsizliği.

2.6. Standart Gürültü Kaynağı

Değeri bilinmeyen gürültü kaynağının gürültü sıcaklığını hesaplayabilmek için kullanılan standart gürültü kaynağı, NC346C modelidir. Bu gürültü kaynağı İngiltere National Physical Laboratory (NPL) tarafından ölçülerek sertifikalandırılmıştır. Sertifikada gürültü sıcaklığı, gürültü sıcaklığı belirsizliği ve gürültü kaynağına besleme uygulanmış iken yansımaya katsayısı verilmiştir.

2.7. Gürültü Kaynağı Seçme Anahtarı

Radyometre girişinde bulunan mikrodalga anahtar (S1) ile standart, ortam veya değeri bilinmeyen gürültü kaynaklarından hangisinin radyometreye bağlanacağı seçilmiştir. Her bir gürültü kaynağı mikrodalga anahtarın farklı bir yoluna bağlı olduğundan, gürültü işareti radyometre girişine ulaşana kadar farklı yollar izler. Böylece her bir işaret farklı bir zayıflatma ve yansımaya ile karşılaşmış olur. Yollardaki zayıflatma ve yansımaya hatasını telafi etmek için mikrodalga anahtar etkinliği (η_x ve η_s),

$$\eta_{s,x} = \frac{(1-|\Gamma_I|^2)S_{21s,x}^2}{(1-|\Gamma_{ss,xx}|^2)(1-S_{22s,x}|\Gamma_I|^2)} \quad (5)$$

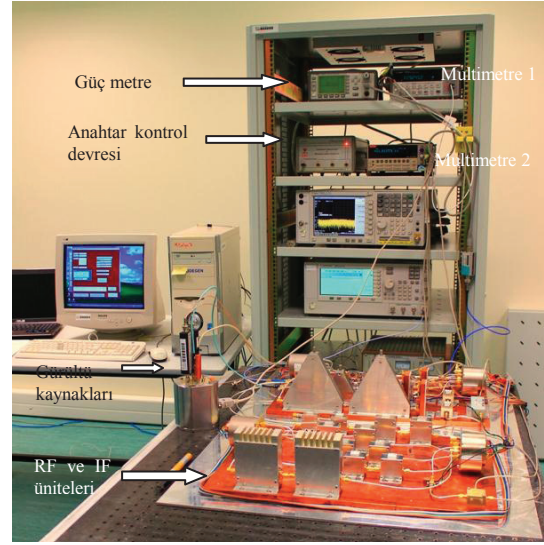
eşitliği ile hesaplanmıştır [35]. Burada, $S_{21s,x}$ ve $S_{22s,x}$ standart ve bilinmeyen gürültü kaynaklarının bağlandığı farklı anahtar yollarının s-parametreleri, $\Gamma_{ss,xx}$ anahtarın, Γ_I ise radyometrenin giriş yansımaya katsayısıdır. Etkinlikten kaynaklanan belirsizlik, standart gürültü kaynağı için $\pm 2|\Gamma_I||S_{22s}|$ ve bilinmeyen gürültü kaynağı için $\pm 2|\Gamma_I||S_{22x}|$ eşitlikleri kullanılarak hesaplanmıştır. Uyumsuzluk katsayısı (M_x ve M_s) olarak adlandırılan parametrelerin belirlenmesi için ise,

$$M_{s,x} = \frac{(1-|\Gamma_{s,x}|^2)(1-|\Gamma_{ss,xx}|^2)}{|1-\Gamma_{ss,xx}\Gamma_I|^2} \quad (6)$$

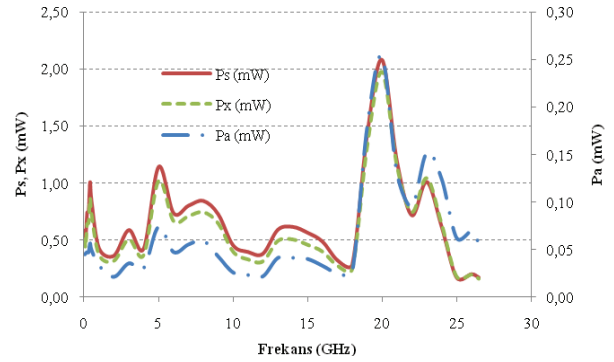
eşitliği kullanılmıştır [35]. Burada, Γ_s ve Γ_x sırasıyla standart ve bilinmeyen gürültü kaynakları yansımaya katsayısıdır. Uyumsuzluk katsayısından kaynaklanan belirsizlik, standart gürültü kaynağı için $\pm 2|\Gamma_s||\Gamma_{ss}|$ ve bilinmeyen gürültü kaynağı için $\pm 2|\Gamma_x||\Gamma_{sx}|$ eşitlikleri kullanılarak hesaplanmıştır.

3. Ölçüm Sonuçları

Kurulumu gerçekleştirilerek gürültü kaynağının gürültü sıcaklığı ölçümünde kullanılan toplam güç radyometre Şekil 14'de verilmiştir. Radyometre çıkışında ölçülen güç değerlerinden yararlanılarak, standart Y-katsayısı (P_s/P_a) ve bilinmeyen Y-katsayısı (P_x/P_a) hesaplanmıştır. Ölçümde elde edilen ortalama güç değerleri Şekil 15'de verilmiştir.



Şekil 14: Toplam güç radyometre fotoğrafı.



Şekil 15: Radyometre çıkış güçleri.

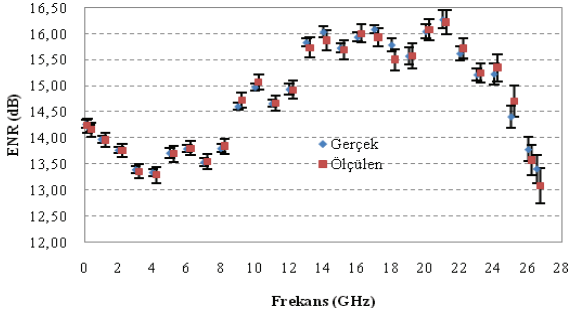
Bilinmeyen gürültü kaynağı olarak, NPL'de ölçülerek sertifikalandırılmış NC346C model bir gürültü kaynağı kullanılmıştır. Bu sertifikada verilen değerler gerçek değer olarak kabul edilmiş ve yapılan ölçümlerle kıyaslanmıştır.

Değeri bilinmeyen gürültü kaynağına için hesaplanan gürültü sıcaklığına ait belirsizlik, Eşitlik (7) kullanılarak hesaplanmıştır [37]:

$$U(T_x) = 2 \sqrt{\sum_{i=1}^n (\partial T_x / \partial X_n)^2 u^2(X_n)} \quad (7)$$

Burada, n , Eşitlik (2)'deki parametre numarası, X_n , n . parametre, $\partial T_x / \partial X_n$, duyarlılık katsayısı ve $u(X_n)$ ise, X_n parametresinin belirsizliğidir.

Gürültü kaynağına ait "excess noise ratio" (ENR) değeri $ENR(dB) = 10 \log((T_x - 290)/290)$ ifadesi kullanılarak hesaplanmıştır. Bilinmeyen gürültü kaynağına ait ENR değeri ve ENR belirsizliği ile gerçek ENR değeri ve ENR belirsizliği Şekil 16'da verilmiştir.



Şekil 16: Bilinmeyen gürültü kaynağı gürültü sıcaklığı.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada yarı iletken bir gürültü kaynağının sahip olduğu geniş bantta, mikrodalga gürültü ölçümlerinin tak-çıkart yapmadan tek seferde ölçümüne imkan tanıyan bir gürültü ölçme sistemi anlatılmıştır.

Dar bantlı cihazların bir arada kullanımını sağlayarak, geniş bantlı bir radyometre geçekleştirmek için mikrodalga anahtar kullanılmıştır. Empedans uyumsuzluğundan kaynaklı kazanç değişiminin önüne geçmek için, tasarlanan sistemde klasik mikrodalga anahtar yerine, kullanılmayan kanalların sürekli olarak uyumlu yük ile yüklendiği bir anahtar kullanılmıştır. Geliştirilen toplam güç radyometre kullanılarak nominal 15 dB ENR değerine sahip yarı iletken bir gürültü kaynağı ölçülmüş ve sonuçlar gerçek değerler ile karşılaştırılmıştır. Bu ölçümlerden hesaplanan ENR belirsizliği ($k=2$), 50 MHz – 26,5 GHz frekans bölgesi için 0,13 dB ile 0,34 dB aralığındadır. Aynı zamanda ölçülen değerler ile gerçek değerler arasındaki farklar -0,30 dB ile 0,30 dB aralığında olup ölçülen değere atfedilen belirsizlik ile gerçek değerlerin belirsizlik sınırları içerisinde kalmaktadır. Elde edilen sonuçlar radyometre ile başarılı bir ölçüm alındığını göstermektedir.

Teşekkür

Bu çalışmanın yapımı sırasında destek veren, Özlen Tuncel, Cengiz Yılmaz ve Yakup Gülmez'e teşekkür ederiz.

5. Kaynaklar

- [1] Einstein A., "Investigations on the theory of the Brownian movement I (On the movement of small particles suspended in a stationary liquid demanded by the molecular-kinetic theory of heat)", *Ann.d.Phys.*, 17, 549-560, 1905. (Edited by R. Fürth, Newyork, Dower Publications Inc. 1956).
- [2] Johnson J. B., "Thermal agitation of electricity in conductors", *Physical Review*, 32, 97-109, 1928.
- [3] Nyquist H., "Thermal agitation of electric charge in conductors", *Physical Review*, 32, 110-113, 1928.
- [4] Dicke R. H., "The measurement of thermal radiation at microwave frequencies", *Rev. Sci. Instrum.*, 17, 268-275, 1946.
- [5] Garrison J. B., Lawson A. W., "An absolute noise thermometer for high temperatures and high pressures",

Review of Scientific Instruments, 20, 11, 785 – 794, 1949.

- [6] Skou N., *Microwave radiometer systems: Design and analysis*, Artech House, 8-11, 1989.
- [7] Gilreath L., Jain V., Heydari P., "Design and analysis of a W-band SiGe direct-detection-based passive imaging receiver", *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, 46, 2240-2252, 2011.
- [8] Lynch J. J., Moyer H. P., Schaffner J. H., Royter Y., Sokolich M., Hughes B., Yoon Y. J., Schulman J. N., "Passive millimeter-wave imaging module with preamplified zero-bias detection", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 56, 1592-1600, 2008.
- [9] Sharma P., Hudiara I. S., Singh M. L., "Estimation of effective rain height at 29 GHz at amritsar (tropical region)", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55, 1463-1465, 2007.
- [10] Camps A., Tarongi J. M., "Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times", *Remote Sensing*, 2, 1826-1843, 2010.
- [11] Camps A., "Noise wave analysis of Dicke and noise injection radiometers: Complete S parameter analysis and effect of temperature gradients", *Radio Science*, 45, 2010.
- [12] Tanner A.B., "Development of a high-stability water vapor radiometer", *Radio Science*, 33, 449-462, 1998.
- [13] Takano T., Maeda T., "Experiment and theoretical study of earthquake detection capability by means of microwave passive sensors on a satellite", *IEEE Geosci. Remote Sens. Letters*, 6, 107-111, 2009.
- [14] Colliander A. et al., "Development and calibration of SMOS reference radiometer", *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, 45, 1967–1977, 2007.
- [15] Roy M., George D., "Estimation of coupled noise in low noise phased array antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, 59, 1846–1854, 2011.
- [16] Estin A. J., Trembath C. L., Wells J. S., Daywitt W. J., "Absolute measurement of temperatures of microwave noise sources", *IRE Trans. Instrumentation*, 9, 209-213, 1960.
- [17] Wells J. S., Daywitt W. C., Miller C. K. S., "Measurement of effective temperatures of microwave noise sources", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 13, 17-28, 1964.
- [18] Somlo P. I., Hollyway D. L., "The Australian national standards laboratory X-band radiometer for the calibration of noise sources", *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*, 16, 664-666, 1968.
- [19] D. J. Blundell, E.W. Houghton, M.W. Sinclair, "Microwave noise standards in the United Kingdom", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 21, 484-488, 1972.
- [20] Janik D., "Precision broad-band RF-switched radiometer for the Megahertz and lower gigahertz range with IF attenuator", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 32, 232-234, 1983.
- [21] Kato Y., Yokoshima I., "A 4-GHz band low-noise measurement system", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 36, 60-66, 1987.
- [22] Estin A. J., Juroshek J. R., Marks R. B., Clague F. R. Allen J. W., "Basic RF and microwave measurements: a review of selected programs", *Metrologia*, 29, 135-151, 1992.

- [23] Corbella I., Camps F. T. A., Duffo N., Vall-llossera M., Rautiainen K., Colliander M. M. A., “Analysis of correlation and total power radiometer front-ends using noise waves”, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, 43, 2452-2459, 2005.
- [24] Wiatr W., Schmidt-Szalowski M., “The multistate radiometer: A novel means for impedance and noise temperature measurement”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 46, 486-489, 1997.
- [25] May J. W., Rebeiz G. M., “Design and characterization of X-band SiGe RFICs for passive millimeter-wave imaging”, *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*, 58, 1420-1430, 2010.
- [26] Randa J., Billinger R. L., Rice J. L., “On-wafer measurements of noise temperature”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 48, 1259-1269, 1999.
- [27] Randa J., Gerecht E., Gu D., Billinger R. L., “Precision measurement method for cryogenic amplifier noise temperatures below 5 K”, *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*, 54, 1180-1189, 2006.
- [28] Wait D. F., Randa J., “Amplifier noise measurements at NIST”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 46, 482-485, 1997.
- [29] Wait D. F., “Radiometer equation for noise comparison radiometers”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 44, 336-339, 1995.
- [30] Wiatr W., “Characterization of radiometer using eight-term linear model”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 44, 346-346, 1995.
- [31] Hersman M. S., Gene G. A., “Sensitivity of the total power radiometer with periodic absolute calibration”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 29, 32-40, 1981.
- [32] Land D. V., Lewvick A. P., Hand J. W., “The use of the Allan deviation for the measurement of the noise and drift performance of microwave radiometers”, *Measurement Science and Technologies*, 18, 1917-1928, 2007.
- [33] -, *Agilent N5531S Measuring Receiver Data Sheet*, 5989-9217Y, Agilent Technologies, 2009.
- [34] White D. R., et al. “The Status of Johnson Noise Thermometry”, *Metrologia*, 33, 325-335, 1996.
- [35] Pucic S. P., “Derivation of the system equation for null-balanced total-power radiometer system NCS1”, *J. Res. Natl. Stand. Technol.*, 99, 55-63, 1994.
- [36] Thompson D. A, Rogers R. L., Davis J. H., “Temperature compensation of total power radiometer”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Technics*, 51, 2003.
- [37] Racette P., Lang R. H., “Radiometer design analysis based upon measurement uncertainty”, *Radio Sci.*, 40, RS5004 doi:10.1029/2004RS003132, 2005.
- [38] Celep M., Yaran Ş., Gülmez Y., Dolma A., “Characterization of a total power radiometer”, *Turk. J. Elec. Eng. & Comp. Sci.*, 20, 870-880, 2012.
- [39] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, Rutgers University, 563–568, 2010.
- [40] BIPM, *Evaluation of measurement data – guide to the expression of uncertainty in measurement*, JCGM100:2008, 10-15, 2008.