

# Yüksek Frekans Limitli Bir Akım Sensörünün Tasarım ve Analizi

Zafer Dicle, Haldun Karaca

Dokuz Eylül Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Böl.

## Özet

Bu makalede çok yüksek üst frekans limitine sahip Rogowski bobin sensörü kategorisinde, bir akım sensörünün tasarımını sunuyoruz. Tasarlanan sensör 1 MHz'in üstündeki frekans limitleri için uygundur. Bu sensör özellikle anahtarlamada diyot birleşme kapasitansı tarafından yaratılan geçiş akımlarının çok yüksek frekanslı bileşenlerini gözlemek için tasarlanmıştır. Ek olarak, çalışma frekansı limitinin kaydırılması ve izolasyonun artırılması gibi birkaç değişiklikle sensör, elektrik networklarında kısa devre anlarında oluşan geçici akımların, şimşek tarafından endüklenen akımların ve çok hızlı değişen diğer akımların ölçülmesinde kullanılabilir.

## 1. Giriş

Günümüzde kullanılan karmaşık elektronik sistemleri oldukça kompleks sinyal dalga şekillerine sahip olabilirler. Bu karmaşıklık sistemin doğasından veya istenmeden üretilen akım sıçramalarından ve/veya sistemde oluşan kaçınılmaz salınımlardan

**Bu makalenin konusu olan sensör tipi, ilk olarak 1912 yılında Rogowski tarafından gerçekleştirilmiş olmasına rağmen, plazma fiziği deneyleri dışında kendine yeterli uygulama alanı bulamamıştır. Fakat, günümüzde birkaç firma endüstriyel ve bilimsel uygulamadaki akım ölçümleri için Rogowski sensörlerini üretmektedirler**

doğabilir. Bu nedenle özellikle prototiplerin testi için, geniş bantlı sensörlere gittikçe artan bir ihtiyaç vardır. Piyasada çok geniş band genişliğine sahip karmaşık akım transformatörleri olmasına rağmen, fiyatları çok yüksektir. Bu da alternatif çözümlere olan ihtiyacı artırmaktadır.

Bu makalede ilk olarak W. Rogowski tarafından gerçekleştirilen ve Rogowski Bobinleri adı verilen bir akım sensörü gurubu ile ilgilenilmiştir. Rogowski Bobini tipindeki sensörler uygun tasarlanırlarsa, doğaları gereği çok yüksek üst frekans limitleri-

ne sahip olabilirler [1]. Bu tip sensörler ilk bakışta çekirdeksiz akım transformatörleri gibi gözükürler. Ferromanyetik bir çekirdek ihtiyacı olmadığı için, sensörün beklenen doğrusallığı normal olarak çok iyidir. Ek olarak, çekirdek parametreleri kullanılmadığı için karmaşık tasarım prosedüründen uzak durulur.

Bu tip sensörler yakın zamana kadar plazma fiziği uygulamaları ve diğer yüksek güçlü fizik deneyleri dışında fazla uygulama alanı bulamamalarına rağmen, diğer uygulamalarda çok faydalı olabilirler. Yakın zamanda birkaç firma Rogowski sargısı kullanılan ölçme cihazları üretimine ticari olarak başlamışlardır. Bu cihazların frekans bandı 1 Hz - 1.5 MHz aralığındadır. Alt frekans limitini daha fazla azaltmak için kullanılan entegratör ayrı bir parça halinde üretilir. Bu entegratör ölçme cihazının üst frekans limitini de bir miktar azaltır. Bu çalışmanın temel amacı üst frekans limitini arttırmaktır, bu amaçla elektronik entegratör yerine sargının kendini entegre etme özelliği kullanılmıştır. Öneri-

len sensör tipi ticari olarak üretilmemektedir.

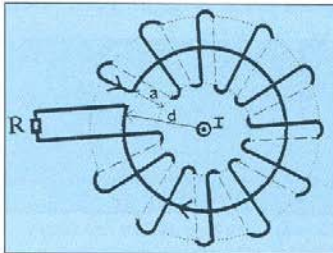
Bu makalede, ilk olarak sensörün yapımı ve ölçme yoluyla sensör parametrelerinin tespiti verilmiştir. Frekans bölgesindeki ayrıntılı bir analizden sonra tasarlanan sensörden elde edilen bir osilogram verilmiştir.

## 2. Sensörün Yapımı

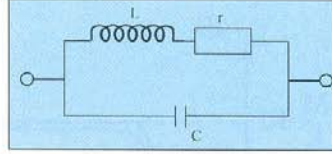
Sensör aşağıdaki yol izlenerek gerçekleştirilir. 1mm çapındaki bakır tel yuvarlak bir kurşunkalem üzerine komşu sargılar arasında boşluk bırakılmadan 30 defa sarılır. Elde edilen solenoid sargı Şekil. 1'deki gibi bükülerek toroid şekline kolaylıkla dönüştürülür. Elde edilen sargıya bakıldığında, bu tip sargılara alternatif olarak neden Maxwell Worm ismi verildiği daha kolay anlaşılır.

Ölçülen boyutlar aşağıdaki gibidir. Küçük çap 0.8 cm ve büyük çap 2.8 cm. Şekil 1'de görülen a ve d uzunlukları ölçülen değerlerden şu şekilde hesaplanır.

$$a = 0.8 / 2 = 0.4 \text{ cm ve } d = (2.8 - 0.8) / 2 = 1 \text{ cm.}$$



Şekil 1. Gerçekleştirilen sensör sargısı ve ölçülecek akım

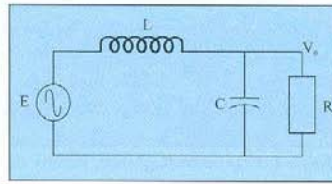


Şekil 2. Ölçme direnci olmadan, sargının eşdeğer devresi

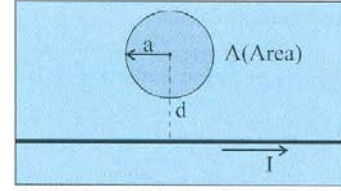
Sensörün boyutları akımın dalga boyu ile kıyaslandığında çok küçük olduğunda [2], sargının frekans bandı içindeki eşdeğer devresi Şekil 2'de gösterildiği gibi elde edilebilir. Burada, ölçme direnci devrede yer almamıştır.

Şimdi, kayıpları temsil eden r direncini ihmal edelim ve dışarıdan sargı uçları arasında bir R dış direnci bağlayalım. Yapı priminde tek bir sarım olan toroid şeklinde bir akım trafosunun gibidir. Bu durumda toroid in merkezinden bir akım geçtiğinde, bobinin her bir sarımında endüklenen voltaj birbirine eşittir. Endüklenen toplam voltaj değerinin E olduğunu varsayalım. Endüklenen voltaj E yukarıdaki eşdeğer devreye eklenirse, Şekil 3'te gösterilen yeni bir model elde edilir. E voltajı temel electromanyetik kuralları kullanarak aşağıdaki gibi yazılabilir

$$E = \frac{N A \mu_0}{2 \pi d} \frac{di}{dt} \quad (1)$$



Şekil 3. Sensör ve endüklenen voltajı gösteren eşdeğer devre



Şekil 4. Sensör bobinin tek bir sargısı ve ölçülecek akım I

Burada d ve  $A \pi a^2$  Şekil 4'te toroidin tek bir sarımı çizilerek gösterilmiştir.

## 3. Sensörün Analizi

Şekil 3'te verilen eşdeğer devrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir

$$\frac{V_o(s)}{E(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} = \frac{1}{(s - s_1)(s - s_2)} \quad (2)$$

Ölçme direnci R, L ve C tarafından tanımlanan limitin altında seçilirse transfer fonksiyonunun kökleri reel sayı ve farklı değerde olacaktır. Bu durumda karakteristik denklemin kökleri aşağıdaki gibi yazılabilir

$$s_1 = -\frac{1}{2RC} - \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (3)$$

$$s_2 = -\frac{1}{2RC} + \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (4)$$

Direnç değeri R yeteri kadar küçük seçilirse, kökler için daha basit denklemler yazılabilir. Bu koşul altında  $s_1$  aşağıdaki değeri alır

$$s_1 \approx -\frac{1}{RC} \quad (5)$$

Diğer kök  $s_2$  aşağıda verilen yol-

la basitleştirilebilir:

$$s_1 = -\frac{1}{2RC} + \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \left(1 - 2RC\right)^2 \frac{1}{LC}} \quad (6)$$

ve

$$s_2 = -\frac{1}{2RC} - \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \left(1 - 2RC\right)^2 \frac{1}{LC}} \quad (7)$$

Burada, aşağıdaki yaklaşımı kullanmak mümkündür

$$\sqrt{1-x} \approx 1 - \frac{x}{2} \quad (8)$$

Bilindiği gibi, bu yaklaşımın doğruluğu  $x$ 'in değerinin bir den ne kadar küçük olduğuna bağlıdır. Bu durumda  $s_2$  aşağıdaki gibi bulunur;

$$s_2 \approx -\frac{1}{2RC} \left[ 1 - \left( 1 - 2R^2 \frac{C}{L} \right) \right] \quad (9)$$

$$s_2 \approx -\frac{1}{2RC} \left[ 2R^2 \frac{C}{L} \right] = -\frac{R}{L} \quad (10)$$

Özet olarak, direnç değeri  $R$  eşdeğer devrenin diğer elemanları tarafından belirlenen bir seviyenin çok altında seçilirse, bir kök  $(-1/RC)$  ve diğeri  $(-R/L)$  değerini alır.

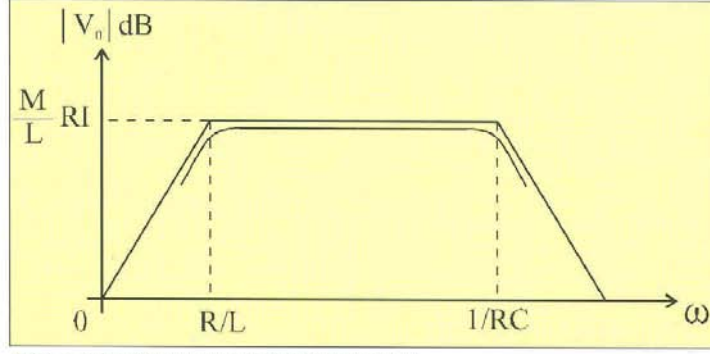
Denklem. 1 frekans ortamında yazılırsa,

$$E(s) = -s M I \quad (11)$$

Elde edilir. Burada,

$$M = N E \mu_0 / (2 \pi d) \quad (12)$$

ve  $I$  akımın büyüklüğüdür. Bu eşitlik Denklem 2'de verilen transfer fonsiyonuna yerleştirilirse, çıkış voltajı  $V_0$  aşağıdaki gibi yazılabilir.



Şekil. 5. Çıkış voltajı genliğinin frekansla değişimi

$$V_0 = -M \frac{1}{LC} \frac{s}{\left(s + \frac{1}{RC}\right) \left(s + \frac{R}{L}\right)} I \quad (13)$$

Buradan, çıkış voltajı büyüklüğünün frekansa göre değişimi Şekil. 5 te gösterilmiştir. Frekans bandının orta aralığındaki çıkış voltajı,  $\omega \gg R/L$ ,  $\omega \ll 1/RC$  ve  $s = j\omega$ , ise aşağıdaki gibi yazılabilir

$$V_0 = -\frac{M}{L} R I = -R_G I \quad (14)$$

Burada direnç  $R_G$  transfer direnci olarak adlandırılabilir. Akım büyüklüğü  $I$   $V_0$  voltajının, bu voltaj  $R$  direnci üzerinde bir osiloskop veya bir voltmetre ile okunur, transfer direnci  $R_G$  ye bölümüyle elde edilir.

### 3.1. Sensör Parametrelerinin Ölçümler ile Tespiti

Burada kullanılan bobin için kesin analitik formülasyonlar mümkün olmadığı için, endüktans ve kapasitans değerleri deneysel olarak tespit edilmiştir. Bu amaçla, paralel rezonans ve onun özellikleri kullanılmıştır. İlk olarak, bobinin eşdeğer kapasitansı  $C$  ye göre yeteri kadar büyük değerdeki kapasitörler Şekil. 3 te gösterildiği gibi bobine sırayla paralel olarak bağlanmışlardır. Elde edilen rezonans devresi 1 Kohm luk bir direnç üzerinden, laboratuvar tipi değişken frekanslı bir sinyal jeneratörü ile sürülmüştür. Her seferinde, rezonans frekansı paralel rezonans devresindeki maksimum voltaj genliğini gözleyerek

Kondansatör Değerleri	Rezonans Frekansı (Mhz)	Hesaplanan L (µH)
10nF	1.45	1.2
1nF	5	1
470pF	7.53	1
220pF	9.85	1.2

Tablo 1. Dışarıdan Bağlanan değişik değerlerdeki kondansatörlerin ölçülen rezonans frekansını kullanarak hesaplanan endüktans değerleri. (Hesaplamalar eşdeğer bobin kondansatör değeri  $C$  nin, ilk sütunda verilen dışarıdan bağlı kondansatör değerlerinin çok altında olduğu varsayılmıştır)



ölçülmüştür. Prob bölme oranı 1/10 a göre yapılan ölçümler ve endüktans değeri hesaplamalarında elde edilen değerler Tablo. 1 de verilmiştir.

Tablo. 2 dışarıdan bağlanan çeşitli küçük kondansatörler kullanılarak yapılan rezonans frekansı ölçümleriyle elde edilen bobin kapasite değerlerini vermektedir. Bu hesaplamalar sırasında prob kapasitansı hesaba katılmıdır. Bu kapasite değerleri kataloğdan 1/1 prob bölme oranı için 100 pF, 1/10 prob bölme oranı için 15 pF olarak bulunmuştur.

Tablolardan görüldüğü gibi değerler uyum içindedir ve  $L = 1.1$  mH,  $C = 3$  pF için iyi bir yaklaşımla elde edilmiştir.

Okuna direnci  $R = 6.8\Omega$  olarak seçilirse, Denklem. 5 ve Denklem. 10 kullanılarak elde edilen köşe frekansları  $f_1 = 0.98$  MHz and  $f_2 = 7.8$  GHz dir. Gerçekte, sensör için hesaplanan üst köşe frekansı,  $f_2 = 7.8$  GHz, gerçekçi bir değer değildir. Sarım teli uzunlukları dalga boyu ile kıyaslanabilir uzunluklara ulaştığında, diğer rezonans frekansları [2] ortaya çıkar ve Şekil. 2 de verilen eşdeğer devre artık geçerli değildir, ek olarak bobinin her bir sarımını kendi rezonansına maruz kalabilir.

1 MHz in biraz üstündeki frekanslar, bunlar toroid in ortasına yerleştirilen tel üzerinden geçen akımın bileşenleridir, tasarlanan sensör tarafından doğru olarak tespit edilmişlerdir. Deneysel çar-

Kondansatör Değerleri	Rezonans Frekansı (MHz)	pF olarak hesaplanan C değeri ( $L=1.1$ mH)
100pF	13.9	4
Bağlı bir kondansatör olmadan (Prob bölme oranı 1/1)	15	2.3
Bağlı bir kondansatör olmadan (Prob bölme oranı 1/10)	35	3.7

Tablo 2. Bobin kapasitans değerinin dışarıdan bağlanan çeşitli küçük kondansatörlerin rezonans frekansı değerlerinin kullanılmasıyla hesaplanması (Sargı endüktans değeri Tab. 1 den  $1.1\mu$ H olarak alınmıştır.)

ışma sonuçlarına göre birkaç on MHz e kadar sensör beklendiği gibi çalışmaktadır, fakat kesin üst frekans limitinin ölçümü için yapılan ölçümler [3, 4], oldukça pahalı donanım gerektirmektedir.

### 3.2 Sensörün Transfer Direnc Değerinin Hesaplanması

Bobin ve ölçülecek akımın geçtiği tel arasındaki karşılıklı endüktans değeri  $M$  Denklem. 12 de verildiği gibi bulunmuştur.  $A = \pi a^2$  eşitliğini yerleştirerek, Şekil 1 ve Şekil 4'ten, Denklem. 12 aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$M = \frac{\mu_0 N a^2}{2 d} \quad (15)$$

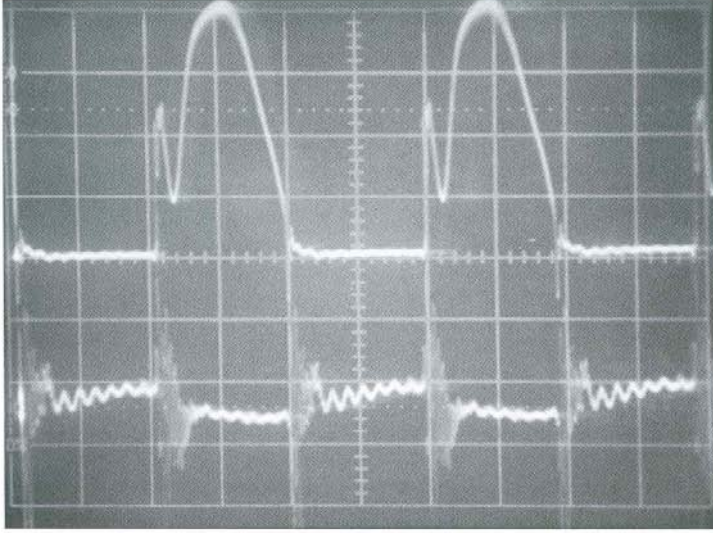
Nümerik değerler  $N = 30$ ,  $a = 0.4$  cm,  $d = 1$  cm Denklem 15 e yerleştirildiğinde  $M$ , 30 nH olarak hesaplanır. Bu değer kıyaslanabilir fiziksel değerlere sahip [3] sensör üreticilerinin uygulama yayımlarına bakıldığında oldukça beklenen bir aralıktadır. Hesaplanan  $M$  değeri Denklem. 14 e yerleştirilirse transfer empedansı aşağıdaki gibi bulunur

$$R_G = 0.185 \Omega \quad (16)$$

Transfer direnci fenomeninin köşe frekansı  $f_1$  in üzerinde, 1 MHz civarında geçerli olduğu unutulmamalıdır. Deneysel çalışma transfer empedansı kavramı için üst frekans sınırının 100 MHz civarında olduğunu göstermiştir ve bu değer Denklem. 10 dan hesaplandığı kadar yüksek değildir. Buradan, Şekil 2'de görülen bobinin parçalı parametre modelinin 100 MHz in altında geçerli olduğu söylenebilir. Bu nedenle 1 MHz den 100 MHz e olan frekans aralığında, transfer empedansı kavramı geçerlidir ve tasarlanan sensör tam bir akım transformatörü gibi çalışır.

### 3.3. Sensörün Yükleme Etkisi

Sensör bir transformatör gibi (çekirdeksiz tip) davrandığı için, yarattığı yükleme etkisi dikkate alınmalıdır. Bu sensörün primer endüktansını da düşünebiliriz. Ölçülecek akımı taşıyan tel ve akımın dönüş yolu, akımın geçmesi için gerekli toplam yolu tamamlarlar. Bu yol tek sargılı primerde olmalıdır. Pratikte, primer tarafından tanımlanan toplam alan sensörün tek sarımlık alanı  $A$  dan çok daha geniştir. Burada, bağlaşım katsayısı  $k$ 'nin



Şekil. 6. (a) Üstteki iz : MOSFET anahtarın voltajı (10 V/div ; 1 ms/div).  
(b) Altteki iz : MOSFET anahtarını ölçülen akımı (5 A/div ; 1 ms/div)

çok düşük bir değerde olacağı ve gerçek değerinin bulunmasının mümkün olmadığı iddia edilebilir. Çünkü, primer döngüsü tanımlanamayan ve karmaşık bir şekle sahiptir. Fakat, mıknatıslama endüktansı  $L_m$  sensör tarafından çevrelenen, üretilen bütün akı olarak tanımlanabilir. Bu tanımlı kullanılarak, aşağıdaki denklemi yazmak mümkündür.

$$L_m = \frac{M}{N} \quad (17)$$

Bu denklemden sensörün mıknatıslama endüktansı  $L_m \approx 1$  nH olarak bulunur. Bu değer manyetik çekirdeğe sahip klasik akım transformatörleri ile kıyaslandığında, aşırı derecede küçüktür. Fakat en önemli fark aşağıdaki gibidir. Sensör durumunda,  $L_m$  endüktansı sensör

sargısının yerleştirilmiş olup olmamasıyla yakından ilgilidir. Diğer taraftan, akım transformatörü kullanıldığında göreceli olarak yüksek bir endüktans eklenir. Fakat, bu endüktans eşdeğer bir direnç tarafından şöntlenir. Eşdeğer direnç değeri primer tarafının duyarlılık direncine bakılarak elde edilir.

Sensör durumunda da aynı olay vardır, fakat şöntlenen endüktans  $L_m$  çok küçüktür ve sensör yerleştirilse de yerleştirilmesinde de vardır. Bu sensör durumunda herhangi bir yükleyici etki olmadığı anlamına gelir. Sensörü yerleştirmek bile kısmi sargı endüktansının şöntlenmesine neden olur, bu aynı zamanda sekonderi açık devre yapmanın akım transformatöründeki duruma zıt olarak neden bir probleme yol açmayacağını da açıklar.

#### 4. Sensör Performansının Hesaplanması

Tasarlanan sensörün performansını bulmak için bir ölçüm yapılmıştır. Elde edilen sonuç Şekil. 6 da gösterilmiştir. Bu dalga şekilleri 200Khz anahtarlama frekansı civarında çalışan bir endüksiyon ısıtıcının besleme ünitesinin MOSFET anahtarından elde edilmiştir. Şekil. 6(a) da görüldüğü gibi gerilimin yükselmesi sırasında bir gerilim dalgalanması görülür. Bu dalgalanmanın akımın salınmasından oluştuğu anlaşılabilir. Bu salınma Şekil 6(b) de, 5 MHz frekans civarında görülebilmektedir. Diyot ters toparlanma etkisi tarafından oluşturulan akım salınması bu sensörün yardımıyla açıkça gözlemlenmiştir. Tasarlanan sensörün alt frekans sınırı ( 1 MHz in üstünde) 200 KHz in oldukça üstünde olduğu için , Şekil. 6(b) de verilen dalga şekli gerçek dalga şeklini yansıtmaz. Fakat, sensör burada gösterildiği gibi değerli bilgi sağlayabilir.

Yukarıdaki deneye ek olarak, totem-pole bağlantılı aktif elemanlar kullanıldığında anahtarlama süresince oluşan akım sıçramalarını tespit için daha ileri bir deney yapılmıştır. Tasarlanan sensör çapraz iletim nedeniyle oluşan sıçramaları tespit ederek kendini kanıtlamıştır.

5 MHz veya daha geniş frekans bandında akım transformatörleri mevcut olmasına rağmen, bunlar çok pahalıdır ve test amacıyla kolaylıkla elde edilemezler. Bu nedenle, önerilen sensör her



zaman bulunabilen parçalardan yapılmıştır ve yüksek frekanslı akım bileşenlerinin gözlenmesi için iyi bir çözümdür.

## 5. Sonuçlar

Bu makalenin konusu olan sensör tipi, ilk olarak 1912 yılında Rogowski tarafından gerçekleştirilmiş olmasına rağmen, plazma fiziği deneyleri dışında kendine yeterli uygulama alanı bulamamıştır. Fakat, günümüzde birkaç firma endüstriyel ve bilimsel uygulamalardaki akım ölçümleri için Rogowski sensörlerini üretmektedirler. Genel olarak sensörlerin band genişlikleri yaklaşık olarak 1Hz – 1MHz aralığında kalır. Anlaşıldığı gibi, günümüzün karmaşık mikroelektronik cihazlarının kullanılması ile yapılan aktif entegratörler bu tip sensörlerle birleştirilerek ölçülebilir alt limit frekansının besleme gücü frekansını da içine alabilecek şekilde aşırı ölçüde azaltmasını sağlamışlardır.

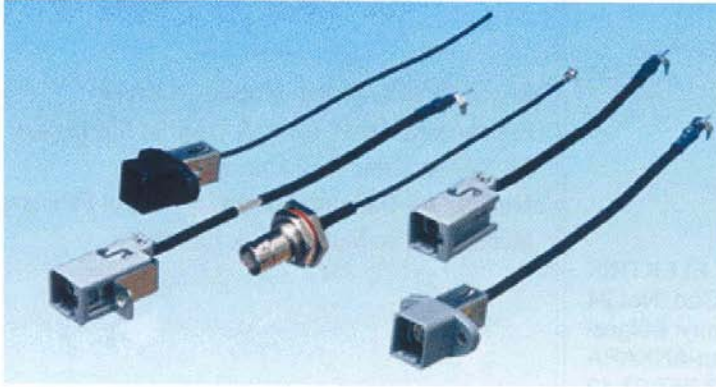
Buna rağmen, burada sunulan sensör oldukça yüksek frekanslar için tasarlanmıştır. Bu konu-



daki dökümantasyonlarda anlatıldığı gibi, bu tip sensörler (kendini entegre eden sargılı) yüksek frekans limiti göz önüne alındığında en iyisidir. Önerilen sensör özellikle 1 MHz üstü frekanslarda geçici akım bileşenlerini gözlemek için uygundur. Örneğin SMPS sistemlerine anahtarlar anahtarı süresince, diyot kesim kapasitansı devrenin parazitik endüktansı ile etkileşir ve geçici akımlarına yol açabilir. Böylece sensör olası EMI probleminin yerini tespit etmekte kullanılabilir.

Sensör ölçülecek akımı kesmeden kolaylıkla yerleştirilebilir, şüphesiz ki bu sensöre bir üstünlük sağlar. Sensörün yükleyici bir etkisi yoktur bu nedenle özellikle duyarlı devrelerin akımlarının ölçümleri için uygundur.

Ölçme frekansının kaydırılması ve izolasyonun geliştirilmesi gibi birkaç değişiklikle, sensör enerji nakil hatlarında kısa devre sırasında oluşan geçici akımların veya yıldırımlar tarafından endüklenen akımların ölçülmesi için kullanılabilir.



## Referanslar

- [1] Cooper, J.: 'On the High-Frequency Response of a Rogowski Coil,' *Journal of Nuclear Energy P.C.*, 1963, Vol.5, pp. 285-289
- [2] Rbea, R.: 'A Multimode High-Frequency Inductor Model,' *Applied Microwave and Wireless*, Dec. 1997, pp. 70-78
- [3] Davis, R.: 'Wide Bandwidth Rogowski Current Transducers,' *EPE Journal*, March 1993, 3 (1), pp.
- [4] Thomas, R.J.: 'High Impulse Current and Voltage Measurement,' *IEEE Transactions on IM*, 1970, 19 (2), pp.