

Das S-Match im KW-Bereich

**Mitteilungen aus dem
Institut für Umwelttechnik
Nonnweiler - Saar
Dr. Schau
DL3LH**

Vorwort:

Das als S-Match bezeichnete Anpassnetzwerk gilt als alternative Lösung für KW-Anpassnetzwerke in Kreisen der Funkamateure. Es besteht aus mehreren magnetisch gekoppelten Induktivitäten und einem Kondensator. Das Prinzip zeigt Bild 1.

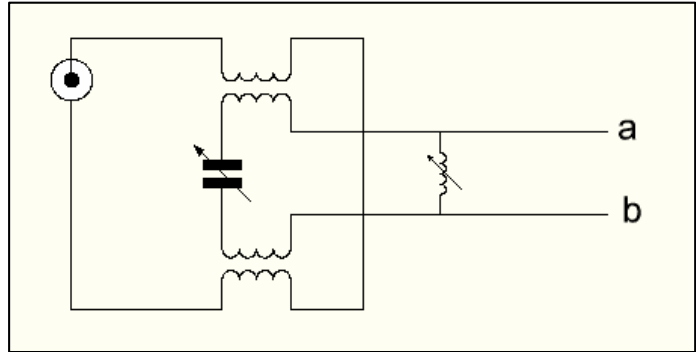


Bild 1: Prinzip eines S-Match, wie es in Amateurradios favorisiert wird

Das S-Match wird als Anpassnetzwerk hinter Senderstufen, also auf der niederohmigen 50-Ω Seite, favorisiert. Die eigentliche Anwendung kommt aus der Sendertechnik (Bild 4). Die Einkopplung der Sendeleistung erfolgt in dieser Anwendung nach Bild 1 über die beiden HF-Transformatoren konstanter Kopplung in einen Serien-Resonanzkreis. Dieser besteht aus der veränderlichen Induktivität am Ausgang, den beiden Induktivitäten der HF-Transformatoren, den 4 Gegeninduktivitäten, dem abstimmbaren Kreis-Kondensator und der Lastimpedanz an den Klemmen a – b. Verschiebt man gedanklich die Abstimmkapazität im Kreis bis an den Anschluss der veränderlichen Induktivität am Ausgang, erhalten wir Bild 2. An der Funktion hat sich nichts geändert, außer das diese Schaltung nicht mehr so symmetrisch aussieht.

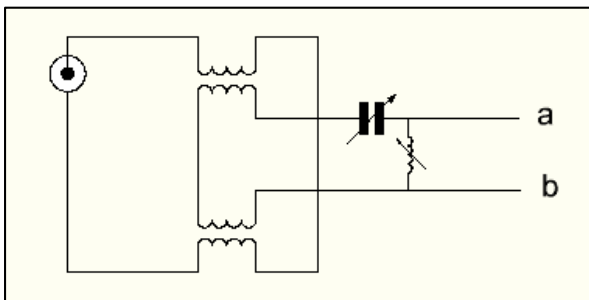


Bild 2

Es entsteht ein CL-Hochpass, der eingangsseitig von einem Balun gespeist ist. Fasst man noch die beiden

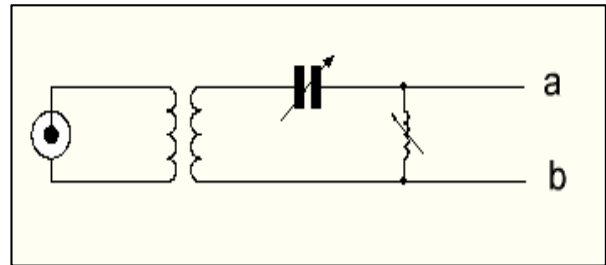


Bild 3: Vereinfachte Schaltung nach Bild 2

HF-Transformatoren zu einem gemeinsamen Transformator zusammen, erhalten wir (Bild 3).

Überschlägig gesehen hat die Schaltung folgende Funktionen: Der Eingangstransformator übernimmt die Transformation von unsymmetrisch auf symmetrisch, wobei die Ausgangsimpedanz des Transformators keinesfalls eine Konstante, sondern frequenzabhängig und komplex ist. Diese komplexe Quellimpedanz, identisch mit der Ausgangsimpedanz des HF-Transformators, zeigt für einige Frequenzen Tab. 1. Der prinzipielle Verlauf der komplexen Impedanz über der Frequenz ist aus Bild 4 ersichtlich.

F MHz	Z _{out} Ω k = 1	Z _{out} Ω k = 0.9	Z _{out} Ω k = 0.8	Z _{out} Ω k = 0.5
1.90	50 + j 146	40 + j 146	32 + j 146	12.5 + j 146
3.70	50 + j 278	40 + j 278	32 + j 278	12.5 + j 280
7.10	50 + j 536	40 + j 536	32 + j 536	12.5 + j 536
14.15	50 + j 1070	40 + j 1070	32 + j 1070	12.5 + j 1070
21.15	50 + j 1590	40 + j 1590	32 + j 1590	12.5 + j 1590
29.5	50 + j 2220	40 + j 2220	32 + j 2220	12.5 + j 2220

Tab. 1: Ausgangsimpedanz eines eingangsseitig mit 50 Ω abgeschlossenen, verlustlosen Balun als Funktion des Koppelfaktor k. L₁ = L₂ = 12 μH

Der nachfolgende CL-Hochpass übernimmt die Transformation auf die Lastimpedanz an den Ausgangsklemmen a – b.

Durch die Abstimmeelemente L und C kann die gesamte Schaltung auf die Betriebsfrequenz abgestimmt werden. Da in der Resonanzbedingung des Kreises auch die Induktivitäten der HF-Transformatoren und die Gegeninduktivität enthalten sind, dürfen diese nicht zu groß gewählt werden, will man auf den höheren Bändern arbeiten. So ist z.B. im 10 m Band in etwa eine Gesamtinduktivität von $L = 0.7 \mu\text{H}$ erforderlich, die nicht überschritten werden kann. Da die Abstimminduktivität nicht Null sein darf, (Kurzschluss der Klemmen a - b) ist die obere Grenze für die Induktivität des HF-Übertragers auch durch diese Bedingung vorgegeben /3/.

Durch das Einfügen des HF – Übertragers werden zusätzliche Induktivitäten wirksam. Zusammen mit der Kapazität der CL-Filters und einer kapazitiven Last entstehen neben der Hauptresonanz weitere, oftmals nahe bei einander liegende Resonanzen.

Ein weiterer Nachteil von Schaltungen mit vielen Induktivitäten sind die Verluste in den Induktivitäten, da die Leerlaufgüte der Spulen kaum über $Q = 100$ liegt und nicht wesentlich gesteigert werden kann.

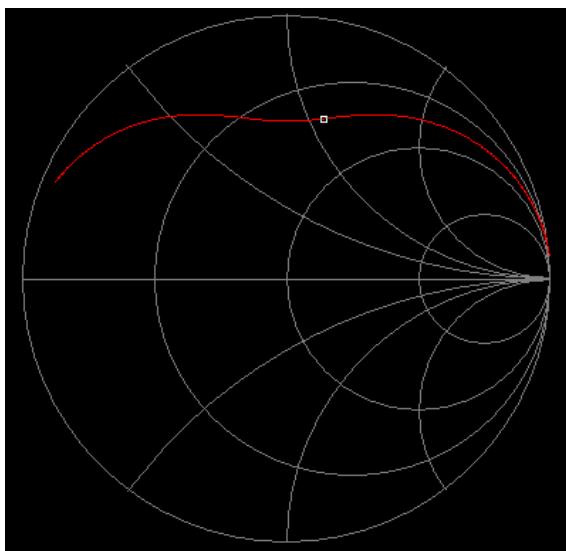


Bild 4: Ausgangsimpedanz eines am Eingang mit 50-Ω abgeschlossenen HF-Übertragers (Balun) als Funktion der Frequenz für $k < 1$. Werte bei ausgewählten Frequenzen siehe Tab. 1

1. Herkunft des S-Match

Die als S-Match bezeichnete Schaltung kommt ursprünglich aus der Anwendung in Röhrenleistungsstufen, Bild 4. Im Anodenkreis von Röhrenendstufen ist immer ein Parallelkreis erforderlich, weil der Innenwiderstand der Röhre hochohmig ist /1/ und die Röhre als spannungsgesteuerte Stromquelle arbeitet.

Die Abstimmung des Kreises auf die Betriebsfrequenz erfolgt mit der veränderlichen Induktivität und einer parallel liegenden Kapazität. Nur bei der Resonanzfrequenz hat dieser einen endlichen Leitwert /1/ und es entsteht eine Resonanzspannung an den Blindelementen. Dabei ist der Blindstrom durch die Blindelemente Q_B mal größer als der eingepreiste HF-Anoden-Strom /1/. Alle Frequenzen außerhalb der Resonanzfrequenz werden im Idealfall durch den Parallelkreis kurz geschlossen /1/.

Wird eine feststehende Induktivität mit Anzapfungen im Anodenkreis verwendet, kann eine Koppelschleife oder Link-Kopplung zur Auskopplung der HF verwendet werden. Diese wird am kalten Ende der Induktivität angebracht. Auch ist die gleichwertige Auskopplung über einen schaltbaren, kapazitiven Spannungsteiler eine oftmals praktizierte Schaltung.

Wird als L-Abstimmung ein Variometer verwendet, was für ein breites Frequenzband sehr sinnvoll ist, kann keine Koppelschleife verwendet werden. Daher wird eine zum Anoden-(HF)-strom proportionale Größe über einen HF-Transformator ausgekoppelt.

Die Auskopplung der HF-Leistung bei einer Gegentaktend-Röhren-Senderendstufe zeigt der linke Teil von Bild 4. Diese Schaltung wurde in /5/ auch für Eintaktendstufen mit Parallelspeisung ausführlich beschrieben.

Der Koppel-Kondensator zwischen Anode und Resonanzkreis hat bei dieser als Parallelspeisung bezeichneten Anordnung ausschließlich den Zweck die hohe Anodenbetriebsspannung von der Anpassschaltung bzw. der Antenne fern zu halten und geht praktisch in Dimensionierung des Parallelkreises nicht mit ein.

In beiden Schaltungen nach Bild 4 erfolgt automatisch eine Transformation von unsymmetrisch zu symmetrisch, wenn die Sekundärwicklung ungeerdet bleibt. Mit Erdung erfolgt die Transformation von unsymmetrisch auf unsymmetrisch.

2. Das S-Match als Anpassnetzwerk

Vergleicht man die Schaltungen nach Bild 4 mit der Schaltung nach Bild 2 und Bild 3, dann ergibt sich eine große Ähnlichkeit. Die Schaltungen nach Bild 4 arbeiten von hochohmig zu niederohmig, während die Schaltung nach Bild 2, 3, trotz der großen Ähnlichkeit, eine völlig andere Funktion hat und einen CL-Hochpass darstellt, der von einer komplexen Quellimpedanz gespeist wird.

Da die Lastimpedanz an den Klemmen a-b beliebige Werte, von nieder- bis hochohmig, induktiv oder kapazitiv annehmen kann, entsteht je nach Phasenwinkel der Lastimpedanz ein CLC-Hochpass-Filter oder ein induktiver Spannungsteiler. Ist die

Lastimpedanz reell und sehr niederohmig, dann wird die Induktivität praktisch kurz geschlossen und nahezu wirkungslos. Schon daraus wird ersichtlich, dass das S-Match in der Schaltung nach Bild 2, 3 nur einen eingeschränkten Impedanzbereich überstreicht und für universelle Anwendungen nicht geeignet ist. Der erfasste Impedanzbereich eines CL – Hochpassnetzwerkes ist begrenzt und wurde in /4/ ausführlich behandelt.

Die Quellimpedanz hat durch die Transformation durch den Balun immer einen induktiven Anteil. Zur Kompensation ist daher eine Serienkapazität erforderlich, d.h. ein Teil der Serienkapazität im CL-Hochpass wird für diese Kompensation „verbraucht“.

Beispiel 2.1

Bei der Frequenz $f = 3.7 \text{ MHz}$ und $k = 0.9$ ist nach Tab. 1 der induktive Anteil der Ausgangsimpedanz des Balun $X_L = 236 \Omega$. Zur Kompensation ist ein kapazitiver Serien-Blindwiderstand von $X_c = 236 \Omega$ erforderlich. Bei der Dimensionierung der Kapazität des CL-Hochpassnetzwerkes ist diese Serien-Induktivität zu berücksichtigen. Nach der Kompensation ist die Quellimpedanz reell und nach Tab.1. $R_i = 29 \Omega$. Wir können also mit einem Ersatzgenerator mit $Z_i = (29 + j 236) \Omega$ bei der Frequenz $f = 3.7 \text{ MHz}$ rechnen (siehe Beispiel 2.2).

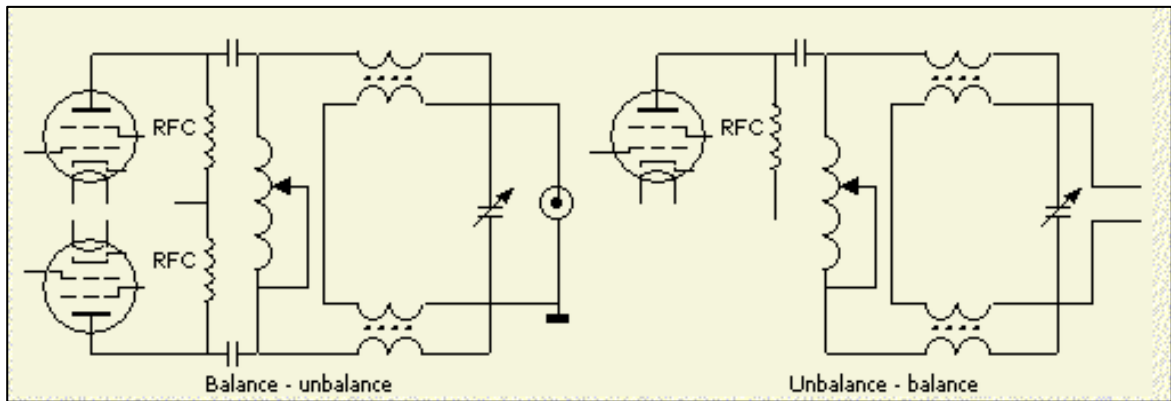


Bild 4: Auskopplung der HF-Leistung bei einer Gegentakt- und Eintakt-Endstufe

Beispiel 2.2

Der Ersatzgenerator hat bei der Frequenz $f = 3.7 \text{ MHz}$ eine komplexe Quellimpedanz $Z_i = (29 + j 236) \Omega$. Die Berechnung eines CL-Anpassnetzwerkes /4/ für einen Generatorwiderstand $R_i = 29 \Omega$ und einer reellen Last von $R_L = 300 \Omega$ ergab als Serienkondensator $C_s = 498 \text{ pF}$ und eine Parallelinduktivität $L_p = 4.11 \mu\text{H}$. ($Q_L = 100$, $Q_c = 500$). Auf welchen Wert muss der Kondensator im CL-Hochpass eingestellt werden? Der Blindwiderstand des Ersatzgenerators ist bei der Frequenz $f = 3.7 \text{ MHz}$, $jX_i = + j236 \Omega$. Zur Kompensation ist also mindestens ein kapazitiver Blindwiderstand von $-jX = - j 236 \Omega$ erforderlich, was einer Kapazität von $C_s = 182 \text{ pF}$ entspricht. Da für die CL-Transformation ein $C_s = 498 \text{ pF}$ erforderlich sind, muss der Kondensator im CL Hochpass auf $C_{res} = 182\text{pF} + 498 \text{ pF} = 680 \text{ pF}$ eingestellt werden.

Die Ausgangsimpedanz eines Balun, der am Eingang reell abgeschlossen ist, ist immer komplex mit frequenzabhängigem, induktivem Anteil. Diese Ausgangsimpedanz ist die Quellimpedanz des gedachten Ersatzgenerators. Im Leistungsweig folgen nach dem Balun der CL-Hochpass und die Lastimpedanz. Je nach Phasenwinkel der Lastimpedanz verändert sich das Verhalten der Schaltung grundlegend.

1. Bei kapazitiver Last entsteht aus Schaltung nach Bild 3 ein CLC-Hochpass und zusammen mit der Gesamtinduktivität des Balun eine Schaltung 4 teilweise, schmalbandige Resonanzen, die sich in

Abhängigkeit vom Realteil der Lastimpedanz ausbilden /6/.

2. Ist der Phasenwinkel positiv, liegt am Ausgang ein induktiver Spannungsteiler vor. Die Schaltung hat zwei Resonanzen.

3. Bei reeller Last liegt ein ohmscher Widerstand parallel zur ausgangsseitigen Induktivität, der bei einem niederohmigen Wert die Wirksamkeit der Parallelinduktivität einschränkt. Die Schaltung hat 2 Resonanzen. Wir betrachten die drei verschiedenen Lastzustände getrennt, denn jede Schaltung hat unterschiedliche Eigenschaften.

3. Das S-Match bei kapazitiver Last

Bei einer kapazitiven Lastimpedanz ergibt sich eine Ersatzschaltung nach Bild 5.

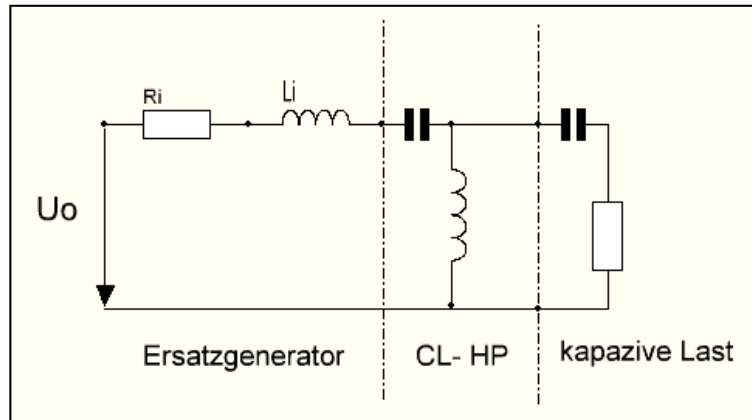


Bild 5: Ersatzschaltung bei kapazitiver Last

Die Berechnungen für den CLC Hochpass sind in /6/ ausführlich behandelt. Je nach Größe des Realteils der Lastimpedanz entstehen zusätzliche Resonanzstellen. Hier sei auf /6/ verwiesen.

4. Das S-Match bei induktiver Last

Bei induktiver Last ergibt sich eine Ersatzschaltung nach Bild 6

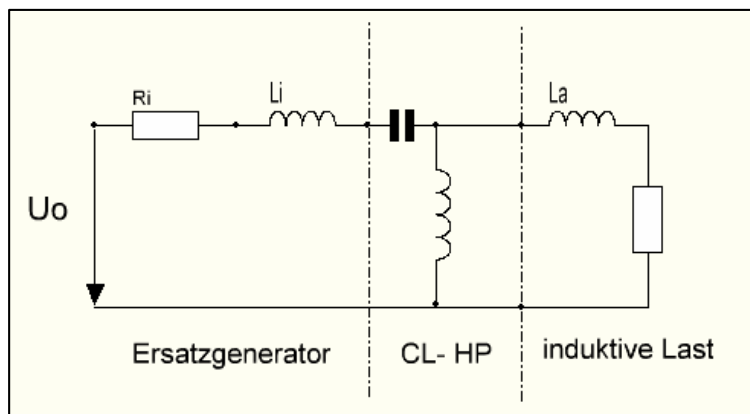


Bild 6 : Ersatzschaltung bei induktiver Last

mit einem induktiven Spannungsteiler am Ausgang, wobei die beiden Spulen magnetisch nicht verkoppelt sind. Für die Berechnung sei auf /6/ verwiesen. Die Schaltung hat 2 Resonanzen. Bei tiefen Frequenzen ist wegen des eingangsseitigen HF-Transformators die Schaltung induktiv. Deshalb ist die erste Resonanz eine Parallel- und die zweite eine niederohmige Serienresonanz.

5. Das S-Match bei reeller Last

Bei reeller Last ergibt sich eine Ersatzschaltung nach Bild 7.

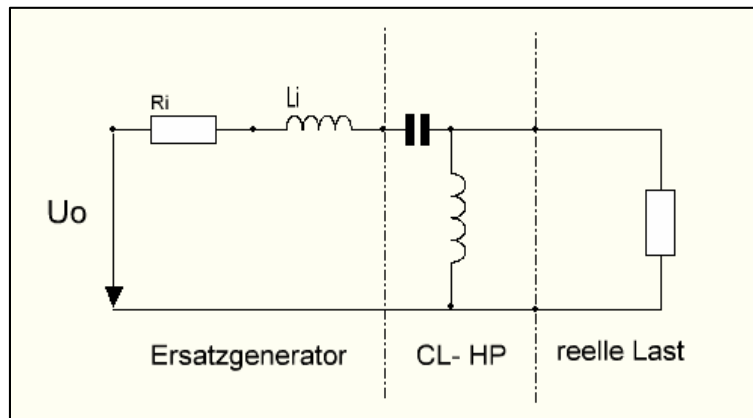


Bild 7: Ersatzschaltung bei reeller Last

Die Berechnung für reelle Lasten ist ausführlich in /4/ beschrieben. Lastwiderstände die kleiner sind als der Realteil der Quellimpedanz, lassen sich nicht anpassen. Der CL-Hochpass transformiert „nach oben“ zu reellen Werten, die immer oberhalb des Realteils der Quellimpedanz liegen.

Die Schaltung hat 2 Resonanzen. Die Reihenfolge der Resonanzen ist wie bei der Schaltung mit induktiver Last.

6. Berechnungsbeispiel für ein verlustbehaftetes S-Match

Die Formeln für die Ströme, Spannungen und Gesamtverluste /2/ sind unübersichtlich und wenig hilfreich. Wir berechnen die Verluste mit einer einfachen Leistungsbetrachtung.

Der Eingangsbalun mit primärer und sekundärer Induktivität hat Verluste durch die Verlustwiderstände der Induktivitäten. Diese Verluste werden durch die Leerlaufgüte der Spule beschrieben. Selten werden Güten über $Q_L = 100$ erreicht. Wir nehmen eine Güte von $Q = 50$. Daraus berechnet sich der Verlustwiderstand im Primär- und Sekundärkreis zu rund $R_v = 3 \Omega$, weil die Wicklung 1:1 ausgeführt wird. Wir nehmen außerdem eine Rechenleistung von $P_{in} = 1000 \text{ W}$ an 50Ω an, die dann auf jede andere Leistung umgerechnet werden kann.

Bei einer primären Induktivität von $L_1 = 6 \mu\text{H}$ und $k = 0.9$ wird bei $f = 3.7 \text{ MHz}$ die Impedanz des Ersatzgenerators, ohne den sekundären Verlustwiderstand von ebenfalls 3Ω , $Z_{out} = (30 + j 236) \Omega$. Es hat sich natürlich nur der Realteil verändert, der Imaginärteil ist unverändert und der Wert aus Tab. 1.

Bei einer angenommen Lastimpedanz $Z = (300 - j 300) \Omega$ berechnen sich nach /4/ die Werte des CL-Hochpass-Filters zu $C_s = 333 \text{ pF}$ und $L_p = 4.81 \mu\text{H}$, wobei eine Güte der Spule von $Q_L = 50$ und die des Kondensators zu $Q_c = 500$ angenommen wurde. Der Verlust in der CL-Anordnung ist $L_v = 0.48 \text{ dB}$.

Der reelle Eingangsstrom in den Balun ist bei der Rechenleistung $I = \sqrt{1000 \text{ W} / 50 \Omega} = 4.47 \text{ Aeff}$. Der Verlust im Primärkreis des Balun daher $P_{v1} = (4.47 \text{ A})^2 * 3 \Omega = 60 \text{ W}$.

In den inneren Balun wird eine Leistung von $P_{in} = 1000 \text{ W} - 60 \text{ W} = 940 \text{ W}$ eingespeist. Der Ersatzgenerator hat ein $R_i = 30 \Omega$, daher fließt im Sekundärkreis ein HF-Strom von $I_2 = \sqrt{940 \text{ W} / 30 \Omega} = 5.59 \text{ A}$ der im Verlustwiderstand von $R_{v2} = 3 \Omega$ eine Verlustleistung von $P_{v2} = 94 \text{ W}$ hervorruft. Die Leistung in das nachfolgende CL-Anpassnetzwerk ist daher $P = 940 \text{ W} - 94 \text{ W} = 846 \text{ W}$. Der Verlust im Balun ist bei diesen normalen Impedanzverhältnissen $P_{v_{Balun}} = 154 \text{ W}$.

Im CL-Netzwerk wird die Leistung durch die Verluste um $P_v = 88 \text{ W}$ (0.48dB) verringert und in Wärme gewandelt. An die Last, mit dem Realteil $R_L = 300 \Omega$, gelangen noch $P_{out} = 758 \text{ W}$, woraus sich der Wirkungsgrad der Gesamtanordnung, verlustbehafteter Balun nebst verlustbehafteten CL- Hochpassfilter, zu $\eta = 75.8 \%$ oder auch $L_v = 1.20 \text{ dB}$ berechnet.

Da die Schaltung linear ist, kann auf jede Leistung umgerechnet werden. Wird als Balun ein Ringkern verwendet, dann kann dieser in die Sättigung gehen und nichtlinear werden. Es ist also noch zu prüfen ob der magnetische Fluss im Ringkern nicht den zulässigen Fluss übersteigt. Die Berechnungen dazu sind in /7/ durchgeführt.

7. Das S-Match im Vergleich mit einer einfachen LC-Anordnung. Balun am Ausgang des Anpassnetzwerkes

Wir berechnen die gleiche Anordnung mit dem verlustbehafteten Balun am Ausgang und vergleichen die Verluste der Gesamtanordnung. Die Eingangsleistung sei wieder zu $P_{in} = 1000 \text{ W}$ angenommen. Der Balun am Ausgang hat bei $k = 0.9$ und $f = 3.7 \text{ MHz}$ eine Eingangsimpedanz $Z_e = (471.9 + j 197) \Omega$. Dabei ist der sekundäre Verlustwiderstand von $R_{v_2} = 3 \Omega$ berücksichtigt. Die Lastimpedanz für den CL-Hochpass vor dem Balun ist $Z_L = (471.9 + 3 + j 197) \Omega = (474.9 + j 197) \Omega$. Nach /4/ berechnen sich für den verlustbehafteten CL-Hochpass folgende Werte: $C_s = 279.4 \text{ pF}$ und $L_p = 8.37 \text{ }\mu\text{H}$. Der Verlust im CL Hochpass-Filter ist $L_v = 0.27 \text{ dB}$, die Leistung in den Balun $P_{in} = 940 \text{ W}$. Daraus der Strom in den Balun $I = \sqrt{940 \text{ W} / 474.9 \Omega} = 1.40 \text{ A}$ und der Verlust im primären Verlustwiderstand $P_{v_1} = 1.97 \text{ A}^2 * 3 \Omega = 5.93 \text{ W}$. Die Leistung im sekundären Kreis $P_2 = 940 \text{ W} - 5.93 \text{ W} = 934 \text{ W}$ an $R_L = 303 \Omega$. Daraus der Strom im Sekundärkreis $I_2 = \sqrt{934 \text{ W} / 303 \Omega} = 1.755 \text{ A}$ und der Verlust im sekundären Verlustwiderstand $P_{v_2} = 9.24 \text{ W}$. Der Gesamtverlust ist also $P_v = 60 \text{ W} + 5.93 \text{ W} + 9.24 \text{ W} = 75.2 \text{ W}$. Der Gesamt-Wirkungsgrad mit Balun am Ausgang ist $\eta = 92.48 \%$. Der Vergleich mit den Werten eines Balun am Eingang spricht für sich und braucht nicht kommentiert zu werden. Der Balun, besser ein Guanella mit einigen Windungen, gehört an den Ausgang eines Anpassnetzwerkes – entgegen vieler Behauptungen aus dem Kreise der Funkamateure (siehe auch /8/).

8. Zusammenfassung

Warum ein S-Match, wenn es einfacher, eindeutiger in der Abstimmung und verlustloser geht.



DL3LH, Walter
schau@rs-systems.info
www.rs-systems.info

Literatur auf ham-on-air:

1. Leistungsstufen mit Röhren und Transistoren, Teil I, DL3LH
2. Gekoppelte Kreise und Spulen, DL3LH
3. Impedanzbereich eines LC, CL Filters, DL3LH
4. Anpassung mit 2 Blindelementen, DL3LH
5. „Schule der Funktechniker“, Heinz Richter, Hanns Günther,
Bd. 1 – 3/1939
6. Der CLC-Hochpass als Anpassnetzwerk im KW-Bereich, DL3LH
7. Mythos Balun, DL3LH
8. Die Antenne macht die Musik, DL3LH

This document was created with Win2PDF available at <http://www.win2pdf.com>.
The unregistered version of Win2PDF is for evaluation or non-commercial use only.